



UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

ANÁLISIS DE SOBRETENSIONES **EN MOTORES ASÍNCRONOS** **ALIMENTADOS CON PWM**

Ingeniería Técnica Industrial: Electricidad	Proyecto fin de carrera Departamento de Ingeniería Eléctrica	
	Alumna:	Alcantarilla Martínez, Cristina
	Tutor:	Sanz Feito, Javier
	Edición:	Octubre 2.015

Índice

ÍNDICE.....	1
I. NOMENCLATURA	2
II. INTRODUCCIÓN	3
OBJETO DEL PROYECTO.	3
III. ANÁLISIS DE SOBRETENSIONES	5
REGULACIÓN DE VELOCIDAD.....	5
<i>Tipos de reguladores según el parámetro de actuación.....</i>	<i>5</i>
<i>Ventajas e inconvenientes del uso de PWM con IGBTs</i>	<i>7</i>
<i>Efectos de ondas PWM sobre los aislamientos del motor:</i>	<i>9</i>
TEORÍA DE ONDAS VIAJERAS EN LÍNEAS DE TRANSMISIÓN	12
APLICACIÓN AL SISTEMA INVERSOR - CABLE – MOTOR.....	14
LONGITUD CRÍTICA	17
TIEMPO DE SUBIDA	18
OSCILACIÓN, AMORTIGUAMIENTO Y DISTORSIÓN	19
IV. PROCESOS DE MEDIDA	20
IMPEDANCIA CARACTERÍSTICA DEL CABLE	21
IMPEDANCIA CARACTERÍSTICA DEL MOTOR.....	61
COMPARACIÓN ENTRE LAS IMPEDANCIAS CARACTERÍSTICAS DEL MOTOR Y DEL CABLE.....	64
CÁLCULO DE LOS ÍNDICES DE REFLEXIÓN Y REFRACCIÓN.	64
DIAGRAMA DE LATTICE	65
CÁLCULO DE LA LONGITUD CRÍTICA	66
SOBRETENSIONES SEGÚN LA LONGITUD DEL CABLE.....	67
V. SOLUCIONES FRENTE A LA APARICIÓN DE SOBRETENSIONES	70
DISEÑO DE FILTRO RC EN LOS TERMINALES DEL MOTOR	71
MEDIDAS DE SOBRETENSIONES SEGÚN LA LONGITUD DEL CABLE (CON FILTRO RC)	75
VI. CONCLUSIONES	80
VII. BIBLIOGRAFÍA	83
LIBROS	83
ARTÍCULOS GENERALES.....	83
ARTÍCULOS SOBRE FILTROS:	84
DIRECCIONES DE INTERNET	85

I. Nomenclatura

En la siguiente tabla se muestran las abreviaturas usadas en el documento:

Abreviatura	Definición
n_s	Velocidad de sincronismo
f	Frecuencia
p	Número de pares de polos
n	Velocidad del rotor
s	Deslizamiento
U_{RED}	Tensión alterna de red
$U_D = U_{F-F INV} = E = V_{amp}$	Tensión (fase-fase) a la salida del inversor
$U_{F-F M} = U_{PP}$	Tensión (fase-fase) a la entrada del motor
I	Intensidad de corriente
C	Capacidad
L	Longitud del cable
L_{crit}	Longitud crítica del cable
v_{prop}	Velocidad de propagación del cable
t_{prop}	Tiempo de propagación del cable
t_{rise}	Tiempo de subida del pulso del inversor
f_{rise}, ω_{rise}	Frecuencia de subida de los pulsos del inversor
f_{inv}, ω_{inv}	Frecuencia de pulsos del inversor
$L'_{OC} C'_{OC} R'_{OC} G'_{OC}$	Parámetros del cable en p.u. de longitud
$L_{OC} C_{OC} R_{OC} G_{OC}$	Parámetros del cable
μ_0	Permitividad
ϵ_0	Permiabilidad
Z_{OC}	Impedancia característica del cable
Z_{CA}	Impedancia característica del cable en circuito abierto
Z_{CC}	Impedancia característica del cable en cortocircuito
Z_{OM}	Impedancia característica del motor
Γ_{2M}	Coefficiente de reflexión en los terminales del motor
Γ_{3M}	Coefficiente de refracción en los terminales del motor
$R_F C_F$	Parámetros del filtro
f_F, ω_F	Frecuencia de resonancia del filtro
X	Factor de sobretensión permitida en el motor
t_s	Tiempo de estabilización
t_p	Tiempo de pico
MP	Sobreoscilación
σ	constante de amortiguamiento
ω_d	frecuencia de amortiguamiento
ξ	grado de amortiguamiento

II. Introducción

Objeto del proyecto.

Debido al avance en la tecnología de los semiconductores de potencia, el uso de variadores de velocidad para motores de inducción de baja tensión (B.T.) se ha ido estandarizando progresivamente. La capacidad de encendido de los semiconductores ha contribuido, entre otras cosas, a perfeccionar la forma de onda de la intensidad que alimenta al motor que cada vez se aproxima más a una forma senoidal ideal.

Es cierto que el uso de reguladores facilita el control y el funcionamiento de los motores: elevan su rendimiento, se pueden controlar más parámetros dentro del motor, tienen cada vez un menor tamaño y un menor coste por función. Pero la experiencia industrial con los reguladores de tipo PWM (Pulse Wide Modulation) que alimentan los motores a través de un cable muestra que a partir de una cierta longitud de cable aparecen daños en el aislamiento del estator y se acorta de forma significativa la vida del motor. No se ve reducida solo por los procesos mecánicos y térmicos del envejecimiento habitual, sino que también existen ciertos factores eléctricos que contribuyen al envejecimiento en el aislamiento de los devanados del motor.

El tiempo de encendido de los inversores modernos (que cada vez es menor) hace que aparezcan picos de tensión de incluso dos veces la tensión nominal del motor. En el cable que separa el motor y el inversor se producen ondas viajeras que se reflejan al llegar al motor, creándose un gradiente de tensión que se distribuye de forma no uniforme en los devanados de la máquina.

El objetivo de este proyecto es analizar experimentalmente dichas sobretensiones en un sistema compuesto por un convertidor y un motor de inducción de BT alimentado por diferentes longitudes de cable.

Existen también otras líneas de investigación para estudiar este proceso: estudiando la distribución de tensiones en los aislamientos del motor y buscando indicadores del envejecimiento en los aislamientos del motor. Quedan fuera del objetivo de este proyecto.

Los elementos del sistema convertidor – cable – motor que se han utilizado para la realización del proyecto son los siguientes:



El convertidor en cuestión pertenece a la marca SIEMENS de la serie MICROMASTER 420, es trifásico para una tensión de 200 a 240 V AC, y una potencia de 0.12 kW.

Las características del cable que se ha utilizado en el proyecto son CONCORDIA ENGLAND BASEC CHAR > H05W-E5G0 75 mm².

El motor también es de la marca SIEMENS, y en su placa de características aparecen los siguientes datos: 230 D/400Y (voltios), 50 Hz, 0.12 kW, 1350min-1.

El equipo de medida utilizado es el analizador de impedancia/ganancia de fase 1260 de SOLARTRON.

A lo largo del documento se irán explicando la influencia de cada elemento y de algunos de los fenómenos asociados en la aparición de las sobretensiones en el motor. Para ellos se medirán las formas de onda en convertidor y motor, se caracterizarán las impedancias del cable y del motor y se paliará dicho efecto con la fabricación de un filtro para limitarla.

III. Análisis de sobretensiones

Regulación de velocidad.

Hoy en día los motores de corriente alterna se están usando en la mayoría de las aplicaciones industriales debido a sus facilidades en mantenimiento y a pesar de su rigidez en cuanto a la velocidad de funcionamiento. Según [3], para aplicaciones de potencia menores a 200 kW, un 60% de los sistemas de BT son alimentados por convertidores, y en el rango de potencias entre 200 kW y 2 MW se utiliza en un porcentaje de un 30% en BT y un 10% en AT.

En el caso de los **motores asíncronos** su principal característica es que el campo giratorio del estator lo hace a una velocidad llamada de sincronismo. Dicha velocidad viene determinada por la frecuencia a la que se alimenta la máquina y la constitución física de la misma:

$$n_s = \frac{60 \cdot f}{p}$$

siendo f la frecuencia y p el número de pares de polos de la máquina.

Sin embargo el campo que se crea en el rotor persigue al campo del estator con una velocidad menor ($n < n_s$). Se define el deslizamiento como el cociente entre esta diferencia de velocidades y la velocidad de sincronismo:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s}$$

Se requiere un control preciso de la velocidad del motor, ya que gran parte de los equipos actuales funcionan a velocidad variable.

Tipos de reguladores según el parámetro de actuación

La velocidad del rotor de una máquina de inducción depende de la velocidad de sincronismo y del deslizamiento:

$$n = n_s (1 - s) = \frac{60 \cdot f}{p} \cdot (1 - s)$$

Así que para poder **controlar la velocidad** debemos actuar sobre ellos.

Para variar el deslizamiento (s) debemos variar la carga produciendo variaciones de tensión en el estator por medio de tiristores que interrumpan periódicamente el paso de corriente o añadiendo reostatos que varíen el valor de las resistencias rotóricas o bien utilizando un motor asíncrono de doble alimentación.

Si se quiere actuar sobre **la velocidad de sincronismo** (n_s) se puede o bien variar el número de polos de la máquina o bien la frecuencia.

Para variar el número de polos de la máquina es necesario que existan arrollamientos complementarios en el estator con distinto número de polos, para que según la conexión establecida el motor funcione a la velocidad determinada por los polos sometidos al campo magnético.

Sin embargo, el método más frecuentemente empleado es el de variación de velocidad por cambio de frecuencia, ya que ofrecen una regulación suave y alargan la vida útil de las partes involucradas lo que origina un ahorro en el mantenimiento de la máquina.

Con este tipo de regulación por cambio de frecuencia se puede obtener un amplio control de velocidades, con el máximo par disponible en todas las frecuencias con un elevado rendimiento, y se proporciona al motor con un arranque y un freno suaves.

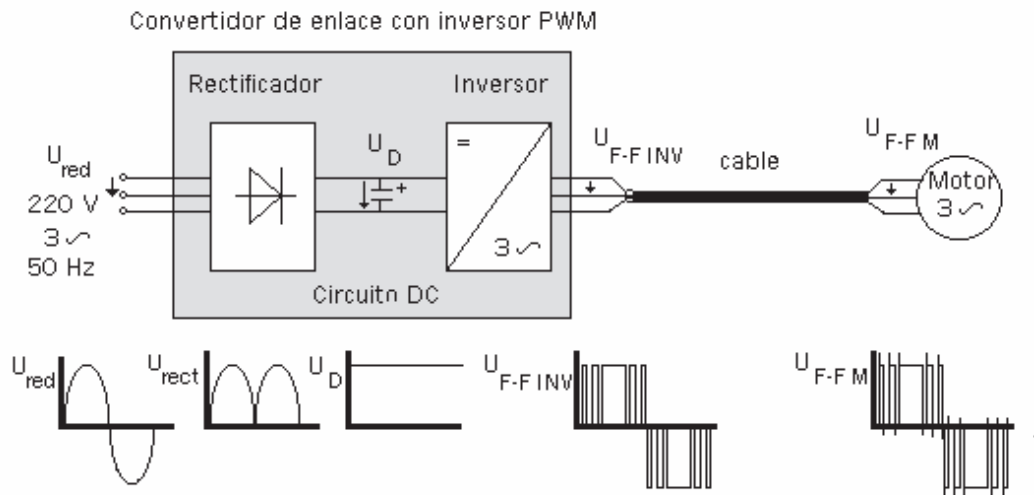
Este tipo de control se realiza intercalando entre la red y el motor un convertidor de frecuencia basado en variadores estáticos electrónicos que son controlados por un microprocesador que utiliza un algoritmo de control para vigilar el flujo y par del motor asíncrono. Estos convertidores pueden ser o bien un *cicloconvertidor* que transforma corriente alterna con una frecuencia dada en corriente alterna de distinta (menor) frecuencia o bien un *convertidor de enlace* que realiza un paso intermedio por corriente continua utilizando un rectificador seguido de un inversor.

Estos convertidores de enlace tienen un rectificador controlado de puente completo conectado a la red que transforma la corriente alterna en continua. Esta corriente se pasa por un filtro que la suaviza y después se hace pasar por un inversor que está controlado mediante la técnica de modulación de ancho de pulso PWM (Pulse Width Modulation). Es decir, una onda de amplitud fija, pero anchura variable. La secuencia de la onda PWM se crea con una amplitud y frecuencia cuya componente fundamental mantenga el motor en excitación completa (ratio V/Hz) y a la velocidad deseada de funcionamiento.

Tras el paso por el inversor se obtiene una onda de corriente alterna con frecuencia distinta a la de red, pero que es capaz de crear una forma de corriente senoidal en el motor de forma que se puede controlar el flujo de la máquina.

Estos convertidores suelen disponer también de varios dispositivos de protección.

Este es el tipo de convertidor que se ha utilizado en el proyecto.



Las magnitudes de las tensiones a lo largo del sistema, son las siguientes:

$$\begin{aligned}
 U_{RED} &= 220 \text{ V}, 50 \text{ Hz} \\
 U_{D \text{ máx}} &= \sqrt{2} \cdot U_{RED} = 311 \text{ V} \\
 U_{F-F \text{ INV}} &= 311 \text{ V} \\
 U_{F-F \text{ M}} &= (1 + \Gamma_M) \cdot U_{F-F \text{ INV}}
 \end{aligned}$$

Ventajas e inconvenientes del uso de PWM con IGBTs

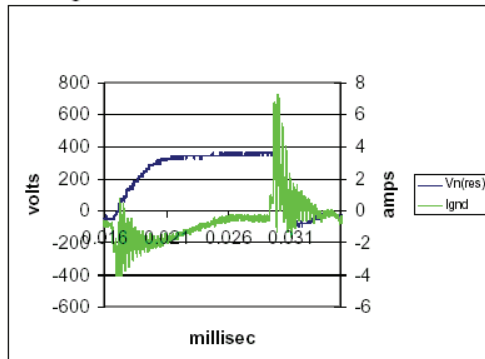
El desarrollo de los dispositivos electrónicos de potencia de fácil control, alta frecuencia de conmutación y capacidad media de potencia han permitido que en las tecnologías de los inversores se pasase de usar tiristores (BJT) y GTOs, a la utilización de IGBTs. Se observa que a medida que se aumenta la frecuencia de conmutación del puente, es menor la tasa de distorsión armónica de las corrientes, y por lo tanto se obtiene una mayor calidad en la utilización del sistema.

El uso de los IGBTs supone, en principio, una serie importante de ventajas:

- ⊕ Las altas frecuencias (de hasta 20 kHz) y los bajos tiempos de bajada (20 ns) disminuyen las pérdidas del inversor y los niveles de ruido acústico, y mejoran la calidad de forma de onda de corriente, con lo cual también disminuyen las pérdidas en los devanados del motor, y mejoran su eficiencia.
- ⊕ Las pérdidas de encendido del inversor también se reducen ya que los IGBTs tienen mayor velocidad de encendido que otros semiconductores.
- ⊕ Al existir menores pérdidas, el tamaño de los disipadores de calor del inversor son más pequeños, con lo que se disminuye el tamaño del dispositivo.
- ⊕ También se disminuyen los costes de producción, ya que los IGBTs están controlados por tensión y no necesitan un circuito de control tan complejo como otros dispositivos que están controlados por corriente.

Pero, con el uso de los IGBT también han aparecido una serie de inconvenientes:

- ⊗ Existencia de corrientes capacitivas de acoplamiento debido a la alta frecuencia del inversor:

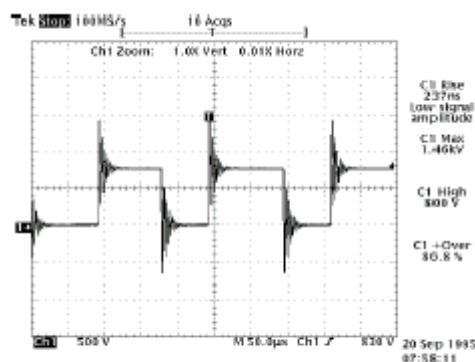


Capacitively-Coupled Current during High dV/dt
Figure 1

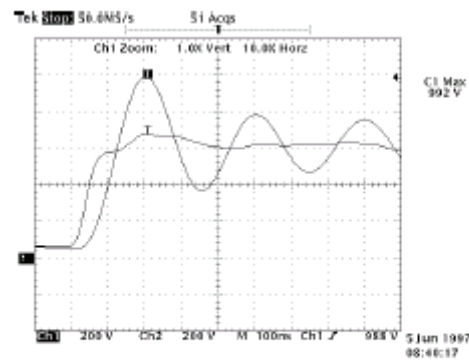
Dos conductores separados por un aislante se comportan como un condensador. Los devanados dentro del motor o el mismo cable tienen condensadores Fase - Fase y Fase -Tierra. La ecuación que modela un condensador ideal es: $I = C \frac{dV}{dt}$, si el gradiente de tensión es lo suficientemente grande las intensidades que circulan alcanzan valores que podrían dañar los sistemas de aislamiento F-F y F-T.

Fig.1.art.15.

- ⊗ Picos de tensión oscilatoria a alta frecuencia en el motor.



Voltage Seen at Motor Leads
at each PWM Pulse
Figure 3



Voltage at the Inverter Output and at
Motor Input for 12 foot Leads
Figure 4

Fig. 3y 4. art.15

La alta velocidad de encendido de los IGBT producen pulsos de tensión con demasiada pendiente, si la longitud del cable es muy larga aparecen ondas viajeras y fenómenos de reflexión, con lo que se produce una sobretensión que puede llegar a superar 2 veces la tensión por unidad (pu) y crear esfuerzos en los sistemas de aislamiento. Aunque solo ocurren en pequeños periodos de tiempo, ocurren miles de veces cada segundo.

- ⊗ Altos gradientes de tensiones transitorias dentro de los devanados de la máquina:
Los altos dV/dt son cambios de tensión en términos del tiempo de propagación de la onda a través del cable, que hacen que la distribución en el aislamiento del motor no sea uniforme. Una de las formas en las que aparece reflejado es mediante descargas parciales (o corona), que dañan el aislamiento.

- ⊗ En general, se ve aumentado el vector de esfuerzos¹ TEAM (Térmicos, Eléctricos, Ambientales y Mecánicos):
- La componente eléctrica por el gradiente de tensión
 - La térmica por el aumento de temperatura en el motor
 - El término mecánico por los efectos de las oscilaciones y las descargas parciales en su construcción y ensamblado.

Efectos de ondas PWM sobre los aislamientos del motor: sobretensiones y descargas parciales

Los fallos en el mecanismo del motor son debidos a la tensión de forma PWM de alimentación del inversor y tienen lugar en el sistema de aislamiento de la máquina, lo que acorta la vida de la misma. Los componentes primarios del sistema de aislamiento son:

- El aislamiento magnético en los cables del estator
- Sistema de resina del estator
- El aislamiento de fase
- El aislamiento de las ranuras

El esfuerzo eléctrico al que se ve sometido el motor es mayor que en funcionamiento senoidal, donde solo importa el pico de tensión a la frecuencia fundamental, mientras que en el funcionamiento con inversor también hay que tener en cuenta el pico de tensión resultante del fenómeno de reflexión que se explicará en siguientes apartados.

Los principales modos de fallo se dan:

- Fase- fase: existe ruptura del aislamiento en los cables de distintas bobinas, entrando en contacto entre ellas
- Fase – tierra: suelen ser raros puesto que la $V_{FT\ IGBT}$ es menor que la V_{DP} en la mayoría de los motores
- Entre espiras o entre bobinas: es la primera bobina la que soporta una mayor diferencia de tensión

Estos fallos ocurren cuando la amplitud y el tiempo de subida de los pulsos continuos de la onda PWM exceden la capacidad de resistencia a los esfuerzos de la tensión transitoria del sistema de aislamiento. El esfuerzo eléctrico se define por el número y la amplitud de los pulsos (ambos en valores de pico y con su frecuencia correspondiente).

¹ Esfuerzo = Fuerza por unidad de Área

Para mejorar la respuesta del sistema ante el esfuerzo eléctrico se puede actuar sobre cada elemento:

- Convertidor: asegurándonos que el patrón de ondas es el apropiado para el sistema
- Filtros: reducen las altas frecuencias de las amplitudes en el espectro de la tensión del motor y aumentando el t_{rise} de los pulsos
- Cable: adaptando la longitud y la impedancia al sistema
- Devanados del motor especialmente diseñados para reducir el esfuerzo entre espiras en un devanado bobinado.

El límite de fallo en el dieléctrico no es el del pulso a la tensión de ruptura de la rigidez del aislamiento sino uno más bajo impuesto por las descargas parciales. En un sistema de BT pueden existir o no descargas parciales, pero no se debe exceder el nivel de tensión de aparición de la descarga parcial para preservar la vida del motor.

Para mejorar la rigidez se puede:

- Aumentar el límite donde aparecen las descargas parciales.
 - Aumentando el espesor
 - Usando materiales con un valor menor de permitividad relativa
 - Reduciendo huecos usando técnicas de impregnación
 - Mejorando la simetría de las capas
- Endureciendo el aislamiento aumentando la cantidad de material inorgánico:
 - Con aislamientos que contengan materiales cerámicos y óxidos metálicos.

Una descarga parcial se produce entre dos electrodos sometidos a tensión, en el aire u otro gas que pueden existir en los aislantes de los conductores. Es debida a que la permitividad del gas es muy inferior a la del aislante y en consecuencia el campo eléctrico es más intenso en la oclusión gaseosa, siendo la rigidez dieléctrica muy inferior a la del aislante. Existen tres tipos:

- Internas: en el interior de medios aislantes o contiguas a un conductor
- Superficiales: hacia o sobre la superficie de un aislamiento
- Efecto corona: en un gas que rodea a un conductor desnudo o ligeramente aislado

La ruptura dieléctrica del aire bajo la influencia del campo eléctrico se produce porque las moléculas del aire se ionizan con carga negativa. Cuando las cargas llegan a la superficie del aislante, no pueden continuar su marcha hacia los electrodos por los que se sienten atraídos, quedando acumulados en la superficie de los aislantes.

Al proseguir la descarga, existen en el aire dos componentes de campo eléctrico: el debido a la tensión aplicada y el de acumulación de cargas eléctricas en la superficie de los aislantes. Este campo tiende a contrarrestar el efecto del campo aplicado, cuanto más dure la descarga, mayor será la carga depositada y menor el efecto de campo aplicado. Finaliza la descarga cuando el campo resultante en el aire haya disminuido

hasta no poder mantener la conducción. Este proceso puede completarse entre 10 – 100 ns.

Cuando la tensión aplicada es de corriente alterna, se producen descargas en cada semiperiodo de la tensión de alimentación. Las descargas parciales no ocurren siempre cuando el esfuerzo de tensión del aislamiento eléctrico alcanza la tensión de ruptura, a veces es la intensidad del campo la que excede localmente la rigidez del campo de ruptura. Cada pulso de descarga contiene cierta cantidad de energía, que es disipada en la superficie del aislante lo cual puede ser causa del calentamiento local y conducir a la producción de productos químicos secundarios que pueden ser agresivos para el material aislante. Esta acción puede degradar localmente el aislamiento y agrandar el fallo o defecto. Este proceso de envejecimiento va reduciendo el nivel de la tensión de ruptura hasta que alcanza el mismo nivel que la tensión aplicada, y entonces se produce el fallo total del sistema.

En el artículo [8], establecen que para tensiones menores de 700 V no existen descargas parciales.

Los factores que hacen que aparezcan sobretensiones en el motor menores a 2 p.u. la tensión a la salida del inversor son los que contribuyen a la transmisión de ondas viajeras, cuando el estado inicial de carga es cero: la longitud del cable, la discontinuidad de impedancias entre el motor y el cable, los tiempos de subida del inversor y la amplitud de tensión en el inversor.

Puede suceder que aparezcan sobretensiones en el motor superiores a 2 p.u. la tensión a la salida del inversor: se produce cuando no se ha despejado totalmente la sobretensión y aparece el próximo pulso quedando cargas residuales en el cable, llegando a ocurrir incluso sobretensiones de hasta 3 p.u. Influyen en su aparición la frecuencia de funcionamiento del inversor, la frecuencia de oscilación natural del cable, el amortiguamiento del cable a altas frecuencias,...

En el presente estudio no llegarán a aparecer tensiones superiores a 2 p.u., ni tampoco descargas parciales. Tampoco se ha abierto la máquina para observar el estado de los aislamientos del motor tras los experimentos. Este apartado trata de exponer de qué manera se van a manifestar los efectos que las sobretensiones tienen en el sistema.

Teoría de Ondas Viajeras en líneas de transmisión

Se puede caracterizar una línea de transmisión como un circuito con parámetros distribuidos, es decir, como una cascada infinita de cuadripolos con inductancias (L_{OC}) y capacidades (C_{OC}) reales colocadas en pequeños “subcircuitos” a lo largo de toda la longitud de la línea:

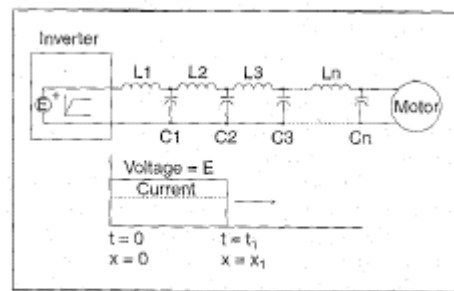


Fig. 4. Cable equivalent circuit.

Fig. 4. Del artículo [1]

Cuando la línea comienza a energizarse, las ondas de corriente y tensión se distribuyen a través de los parámetros LC del circuito (si este es caracterizado como ideal y sin pérdidas) cumpliendo con las siguientes expresiones. Según estas expresiones se pueden conocer las ondas de tensión e intensidad en cada punto de la línea(x) y para cada instante de tiempo transcurrido(t):

$$\frac{\partial u}{\partial x} = -L'_{OC} \frac{\partial i}{\partial t}$$

$$\frac{\partial i}{\partial x} = -C'_{OC} \frac{\partial u}{\partial t}$$

donde u es la tensión de la línea, i la intensidad, L'_{OC} y C'_{OC} los parámetros de la línea en por unidad de longitud, y x representa la posición de la onda a lo largo de la línea.

Si resolvemos este sistema de ecuaciones, tal y como se puede consultar en el libro [1] de la bibliografía, llegamos a la conclusión de que la tensión tiene la forma de una onda viajera: $u = f(x \pm vt)$ se mueve a lo largo del cable (x) y viaja con una cierta velocidad (v).

Si se introduce esta solución en el sistema, se puede comprobar que realmente la tensión cumple las ecuaciones de red, y además se puede precisar el valor de la **velocidad de transmisión** de dicha onda en función de los parámetros del cable L'_{OC} , C'_{OC} ; o con μ_0 (permitividad) y ϵ_0 (permeabilidad):

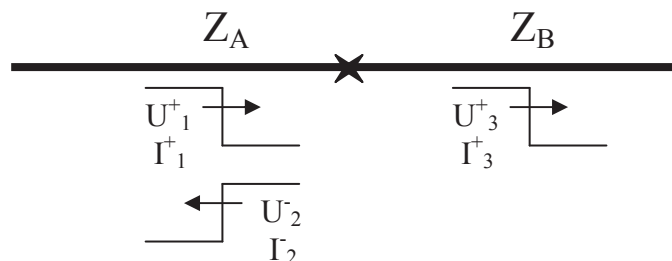
$$v = \frac{1}{\sqrt{L'_{OC} C'_{OC}}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}$$

Si hiciésemos la misma comprobación con la onda de intensidad, que también es una onda viajera, llegaríamos a la conclusión de que se puede caracterizar el cable con su **impedancia característica** (Z_{OC}), que permite una asociación entre la onda de tensión y la onda de intensidad que viajan en el mismo sentido. Como se observa, la impedancia característica del cable no depende de la longitud del mismo ya que los parámetros L'_{OC} y C'_{OC} se encuentran en por unidad de longitud:

$$Z_{OC} = \sqrt{\frac{L'_{OC}}{C'_{OC}}}$$

En la línea existen simultáneamente ondas que se desplazan en el sentido de las x 's crecientes y ondas que se mueven en sentido contrario. Tomaremos como sentido creciente el que sigue la onda que sale del punto de energización y se dirige hacia la carga, y lo indicaremos con el superíndice +. Si la onda va en sentido contrario usaremos el superíndice -. Así pues tenemos ondas incidentes que van en sentido creciente e indicaremos con el subíndice 1, y ondas reflejadas (subíndice 2) que circulan en sentido contrario.

Cuando la onda llega a una discontinuidad en la línea, provocada por un cambio en la impedancia característica, deben ocurrir algunos ajustes para que la proporcionalidad tensión - intensidad no se vea afectada. Estos nuevos ajustes consisten en la aparición de dos nuevos pares de ondas tensión - intensidad que se superponen a la onda incidente: la onda reflejada, que como se anunciaba antes, circula en sentido contrario a la incidente, y la onda refractada (subíndice 3) que penetra en la impedancia que ha provocado la discontinuidad.



Se debe de cumplir una condición de contorno en el punto de unión en el que se produce el cambio de impedancia, es decir, la energía debe conservarse. Para ello la tensión y la intensidad deben de permanecer continuas.

Aplicando las ecuaciones que relacionan los pares de ondas tensión - intensidad al punto de unión, con la condición de contorno, obtenemos los coeficientes de reflexión y refracción para la onda de tensión y también para la onda de corriente. El desarrollo de estas ecuaciones puede encontrarse en el libro [1] citado en la bibliografía:

$$i_1^+ = \frac{u_1^+}{Z_A}; \quad i_2^- = -\frac{u_2^-}{Z_A}; \quad i_3^+ = \frac{u_3^+}{Z_B}$$

$$\Rightarrow \left. \begin{array}{l} u_1^+ + u_2^- = u_3^+ \\ i_1^+ + i_2^- = i_3^+ \end{array} \right\}$$

$$\rho_{reflex.U} = \frac{Z_B - Z_A}{Z_A + Z_B} \quad \rho_{reflex.I} = -\frac{Z_B - Z_A}{Z_A + Z_B}$$

$$\rho_{refrac.U} = \frac{2Z_B}{Z_A + Z_B} \quad \rho_{refrac.I} = \frac{2Z_A}{Z_A + Z_B}$$

Aplicación al sistema Inversor - Cable – Motor

La estimación para el cálculo de las impedancias características del cable y del motor sujetos a este proyecto, se encuentra desarrollado en el apartado siguiente. En él se puede comprobar que la impedancia característica del motor es mucho más grande que la del cable, y que el coeficiente de reflexión en el lado del motor es casi 1.

A continuación, y basándonos en la teoría de ondas viajeras vamos a explicar que es lo que sucede con las ondas viajeras de tensión en nuestro sistema a cada instante, para que ver que (sobre)tensión aparece al final en los terminales del motor.

El inversor PWM emite pulsos u ondas de tensión que penetran en el cable en el tiempo $t=0$ y que alcanzan un valor E o U_d tras el **tiempo de subida** (t_{rise}) del inversor, entonces la corriente que circula a lo largo del conductor comienza a cargar la primera inductancia y la primera capacitancia hasta el nivel de tensión E . Hasta que la onda incidente no alcance la última impedancia capacitiva frente al motor, este último condensador se encuentra descargado.

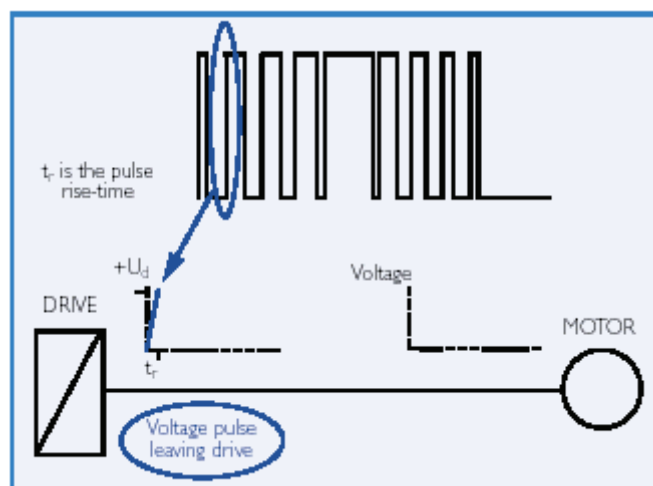
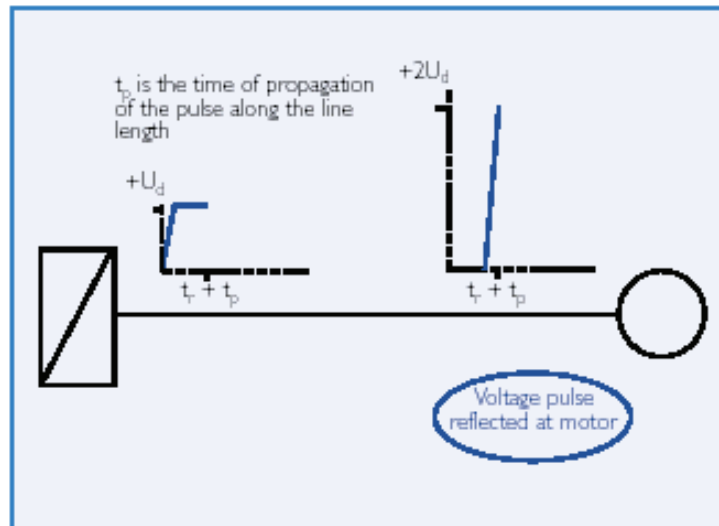
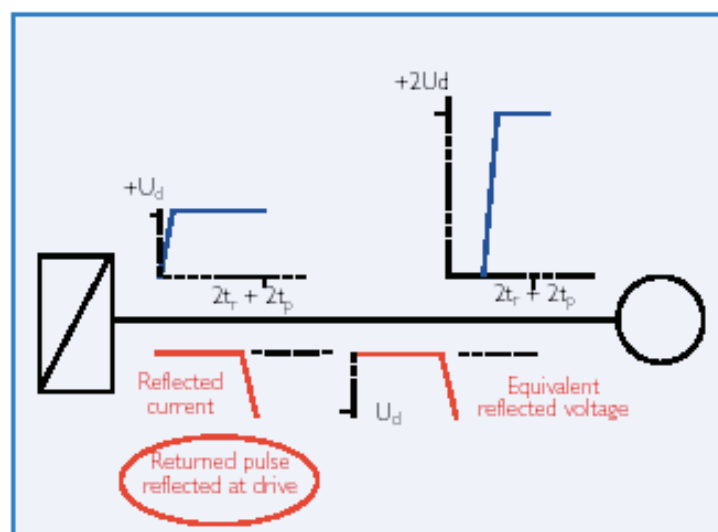


Figura 4. Artículo [16]

Cuando ha transcurrido el **tiempo de propagación** (t_{prop}) y la onda incidente llega al ultimo elemento LC del cable, el ultimo condensador comienza a cargarse hasta la tensión E , pero la corriente va a seguir circulando a través de la ultima impedancia del cable ya que la impedancia del motor es mucho más grande. En este momento $t = t_{rise} + t_{prop}$ se produce la primera reflexión, el motor aparece como un circuito abierto y la tensión se puede elevar hasta un máximo teórico de $2E$.



La onda reflejada va a circular desde el motor hasta el inversor cargando cada condensador de la línea a un nivel más alto del que ya tenían puesto que el último condensador se encuentra cargado a mayor tensión. Transcurrido un nuevo tiempo de propagación la onda reflejada se refleja otra vez en el inversor, pero esta vez con un factor de reflexión -1 , el inversor se comporta como un cortocircuito. Esta onda reflejada no altera la forma de onda a la salida del inversor puesto que su misión es fijar dicha tensión con un valor E . Ha transcurrido un tiempo $2t_{rise} + 2t_{prop}$ y la tensión se mantiene en los terminales del motor.



Una nueva onda reflejada, pero esta vez negativa, se mueve a lo largo del cable hasta el motor. Esta nueva onda también es reflejada en el motor como en la primera reflexión al doble de su valor.

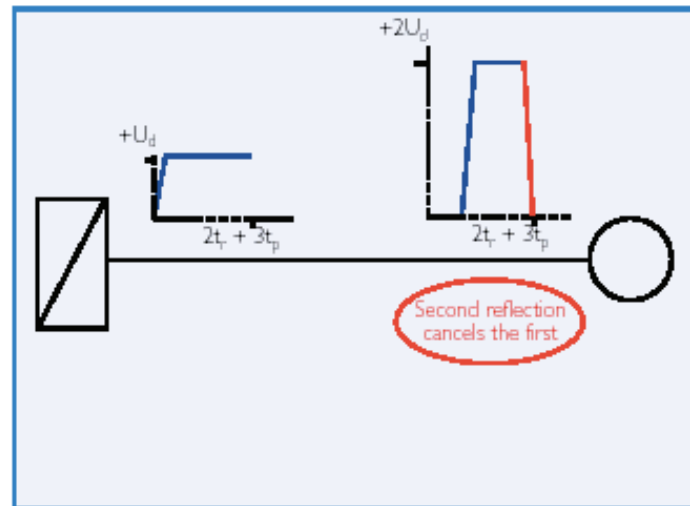


Figure 4: Idealised pulse propagation in motor cable

Si esta onda alcanza el motor mientras se está “construyendo” la primera reflexión, la onda negativa se restará de la primera reflexión y ocurrirá una sobretensión menor en los terminales del motor. Es decir, si el tiempo de propagación a lo largo del cable es menor que la mitad del tiempo de subida, la sobretensión no alcanzará el valor máximo teórico, el sistema estará alimentado a través de un cable de longitud adecuada. Pero si tenemos un cable lo suficientemente largo, en el que el tiempo de propagación sea mayor que la mitad del tiempo de subida, la segunda onda negativa de reflexión llegará demasiado tarde para reducir el pico de tensión causado en la primera reflexión.

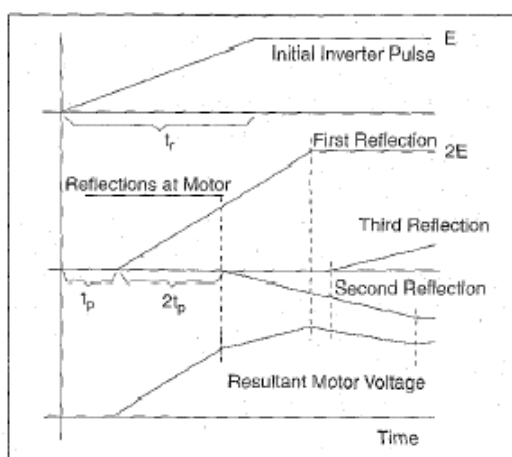


Fig. 5a. Propagation time < 1/2 rise time: reduced voltage reflection.

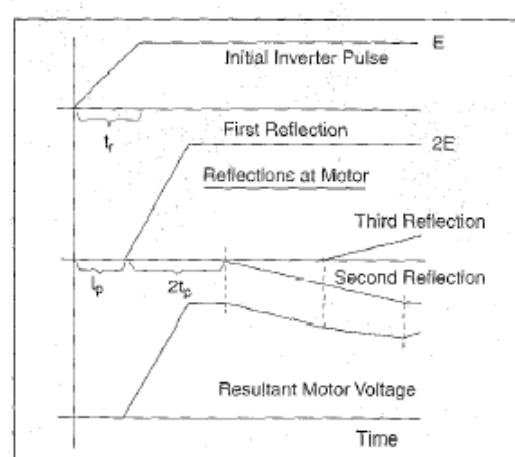


Fig. 5b. Propagation time > 1/2 rise time: full voltage reflection.

Figura 5.a. y 5.b. Artículo [1]

Longitud crítica

Así pues se puede definir la **longitud crítica** del cable como aquella en la que el tiempo de propagación de la onda viajera desde el inversor hasta el motor es mayor que la mitad del tiempo de subida del pulso de tensión generado en el inversor, y que por lo tanto produce una sobretensión teórica máxima del doble de la tensión a la salida del inversor.

$$L < L_{crit} \Rightarrow t_{prop} < \frac{1}{2} \cdot t_{rise} \Rightarrow \frac{L_{crit}}{v_{prop}} < \frac{1}{2} \cdot t_{rise} \Rightarrow L_{crit} < \frac{1}{2} \cdot t_{rise} \cdot v_{prop}$$

Si la longitud sobrepasase la L_{crit} , las tensiones podrían llegar a ser mayores o iguales al doble de la tensión a la salida del inversor dependiendo del espaciamiento entre pulsos, es decir, de la carga que haya quedado atrapada en el transitorio producido por el pulso anterior. Esto depende de si la frecuencia de los pulsos es muy grande, del valor de la resistencia de alterna de amortiguamiento del cable o de la existencia de cambios de polaridad.

Como se ha visto hasta ahora, la tensión a la que se ve sometido el devanado del motor depende tanto del tiempo de subida del inversor como de la longitud del cable que lo alimenta. En el artículo [9] hay una figura que nos muestra esta dependencia en forma gráfica, en el proyecto obtendremos nuestra propia curva para poder compararlas y demostrar esta relación:

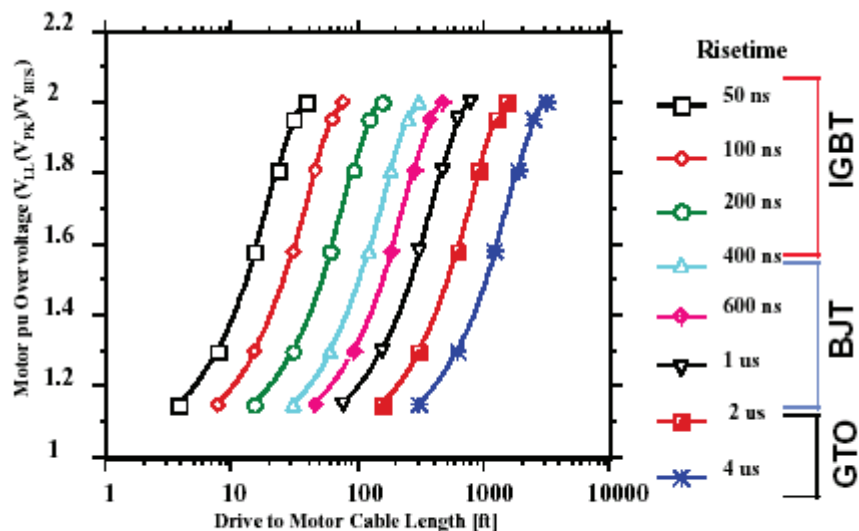


Fig. 4 Motor pu Overvoltage vs. Cable Length and Risetime

Fig. 4. Artículo [9]

Tiempo de subida

El **tiempo de subida** (t_{rise}) está definido en la norma NEMA MG1 part 31, y se define como el tiempo que transcurre desde que se alcanza el 10% de la tensión de continua a la salida del inversor hasta que se alcanza el 90% de dicha tensión. Esta es la definición que se ha tomado para el proyecto.

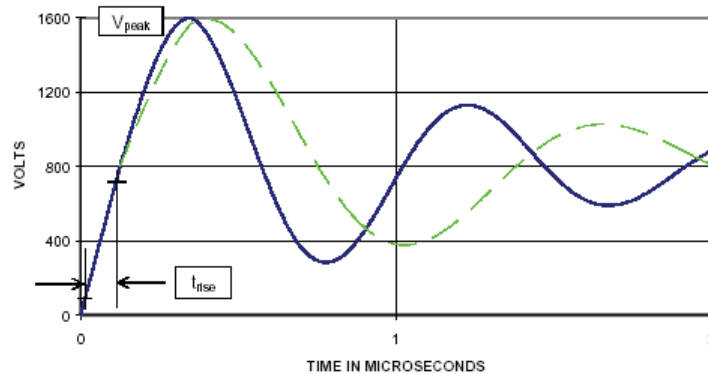


Fig. 3 NEMA MG1-Part 31 Peak Voltage and Risetime, plus Slope Change

Fig. 3. Artículo [9]

El tiempo de subida a la salida del inversor está determinado por el tiempo de encendido de los semiconductores del regulador, en nuestro caso los IGBTs. Es el tiempo de subida el que indica la frecuencia a la cual deben ser estudiadas las impedancias características de cable y motor, puesto que las sobretensiones ocurren en los frentes de onda marcados por este tiempo, el artículo [13] establece esta frecuencia equivalente como $f_{rise} = 1/\pi t_{rise}$.

El tiempo de subida no solo determina la longitud crítica del cable a la que ocurren las sobretensiones, sino que también influye en la distribución de tensión no uniforme dentro de los devanados del motor.

El t_{rise} determina el porcentaje de tensión que aparece en la primera bobina del devanado del motor. Si la frecuencia de subida ($f_{rise} = 1/\pi t_{rise}$) excita la frecuencia natural de las primeras espiras del devanado, estas pueden entrar en modo oscilatorio.

Si en el cable no existe distorsión, el tiempo de subida a la salida del inversor es el mismo que a la entrada del motor. Además el pulso a la salida del inversor y el pulso a la entrada del motor deberían tener la misma forma, pero la experiencia demuestra que no es así, puesto que la resistencia del cable y las pérdidas en el dieléctrico introducen cierto amortiguamiento en la onda.

Oscilación, amortiguamiento y distorsión

A lo largo del cable se suministra una energía eléctrica igual a $\frac{1}{2} CV^2 v_{\text{prop}}$, pero también hay una energía de pérdidas debidas a fugas igual a $GV^2 v_{\text{prop}}$; análogamente la energía magnética que circula por el cable es igual a $\frac{1}{2} LI^2$, y sus pérdidas: RI^2 . Las pérdidas en el cable son las responsables del fenómeno de la atenuación, que va a hacer que el frente de onda decaiga de forma exponencial:

$$V = V_0 \cdot e^{-\frac{G}{C} \frac{x}{v}} = V_0 \cdot e^{-\frac{G}{C} t}$$

$$I = I_0 \cdot e^{-\frac{R}{L} \frac{x}{v}} = I_0 \cdot e^{-\frac{R}{L} t}$$

Ecuaciones del libro [1]

Los frentes de onda de la tensión y la intensidad deben cumplir la proporcionalidad impuesta por la ley de Ohm, y esta condición se satisface completamente si los exponentes son numéricamente iguales: $R/L = G/C$. Si esta condición no se cumple es porque existe en el circuito un exceso de energía, bien eléctrico o magnético. Esta situación provoca un proceso continuo de energías que son reflejadas en cada punto de la línea provocando un cambio en la forma de onda, es decir, distorsionándola.

Estas reflexiones viajan desde un punto de la línea hasta que se encuentran con el frente de la onda, esto permite que las ondas incidentes mantengan una proporcionalidad estricta en el frente de onda (único sitio donde las ecuaciones de ondas lo demandan) y así pues se puede suministrar la energía de pérdidas necesaria.

Se observa que los frentes de onda se hacen menos escarpados y la cola de la onda se hace más larga.

Normalmente el proceso de atenuación viene acompañado por el de distorsión.

Otro fenómeno que contribuye a la atenuación y distorsión de las ondas es el **efecto corona**. Una corriente corona aparecerá sobreimpuesta a la corriente de carga cada vez que aparezca el efecto corona.

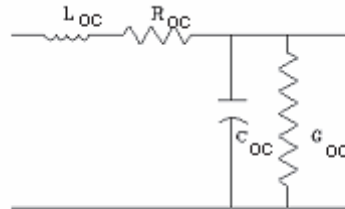
IV. Procesos de medida

En este apartado se explicará como se llevo a cabo la determinación de las impedancias del cable y del motor. Y se podrán observar los procesos de sobretensión explicados en el capítulo anterior.

IMPEDANCIA CARACTERÍSTICA DEL CABLE	21
CABLE DE LONGITUD 4,20 M.....	23
<i>Primer método: Medida de la impedancia de fase.....</i>	<i>23</i>
<i>Segundo método: Medida de la impedancia en circuito abierto y en cortocircuito</i>	<i>25</i>
<i>Medida de la velocidad de propagación</i>	<i>29</i>
CABLE DE LONGITUD 8,84 M.....	32
<i>Primer método: Medida de la impedancia de fase.....</i>	<i>32</i>
<i>Segundo método: Medida de la impedancia en circuito abierto y en cortocircuito</i>	<i>34</i>
<i>Medida de la velocidad de propagación</i>	<i>38</i>
CABLE DE LONGITUD 17 M.....	42
<i>Primer método: Medida de la impedancia de fase.....</i>	<i>42</i>
<i>Segundo método: Medida de la impedancia en circuito abierto y en cortocircuito</i>	<i>42</i>
<i>Medida de la velocidad de propagación</i>	<i>47</i>
COMPARACIÓN DE MEDIDAS SEGÚN LA LONGITUD EL CABLE.....	52
<i>Comparando las medidas del método 1, es decir , la medición de la impedancia de fase:</i>	<i>52</i>
<i>Comparando las medidas del método 2: impedancias en circuito abierto y en cortocircuito.</i>	<i>53</i>
<i>Comparación entre los dos métodos para medir la impedancia característica: ...</i>	<i>58</i>
<i>Comparando las medidas de la velocidad de propagación:</i>	<i>60</i>
IMPEDANCIA CARACTERÍSTICA DEL MOTOR	61
COMPARACIÓN ENTRE LAS IMPEDANCIAS CARACTERÍSTICAS DEL MOTOR Y DEL CABLE.....	64
CÁLCULO DE LOS ÍNDICES DE REFLEXIÓN Y REFRACCIÓN.	64
DIAGRAMA DE LATTICE.....	65
CÁLCULO DE LA LONGITUD CRÍTICA	66
SOBRETENSIONES SEGÚN LA LONGITUD DEL CABLE.....	67

Impedancia característica del cable

El esquema eléctrico que caracteriza un cable de transmisión de energía se representa con parámetros distribuidos a lo largo de toda su longitud del siguiente modo:



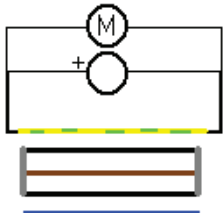




De tal forma se define la impedancia característica como:

$$Z_{OC} = \sqrt{\frac{R_{OC} + j\omega L_{OC}}{G_{OC} + j\omega C_{OC}}}$$

Para intentar medir la impedancia característica del cable se utilizaron dos métodos: uno consistía en medir la impedancia de fase en uno de los conductores; y el otro en obtener la impedancia característica como la raíz del producto de las impedancias obtenidas en circuito abierto (midiendo la rama paralelo) y en cortocircuito (mediamos básicamente la impedancia de la rama serie del esquema anterior), la expresión utilizada es $Z_{OC} = \sqrt{Z_{CA} \cdot Z_{CC}}$.

Puesto que para la conexión del convertidor y el motor no se iba a utilizar el cable de neutro, la configuración que se utilizó para medir, en ambos métodos, consistió en cortocircuitar tres de los conductores, dejar el neutro suelto, y realizar las medidas en el otro conductor que quedaba suelto.

Aunque en los esquemas de conexión que se muestran a continuación aparece siempre dibujado el cable de tierra se comprobó que era indiferente en qué conductor se midiera, puesto que al tener todos los conductores las mismas dimensiones físicas las características eléctricas también son iguales.

Primer método	Segundo método	
Impedancia de fase	Circuito abierto	Cortocircuito
		
 es la salida de medida de tensión	 es la salida de alimentación de SOLARTRON	

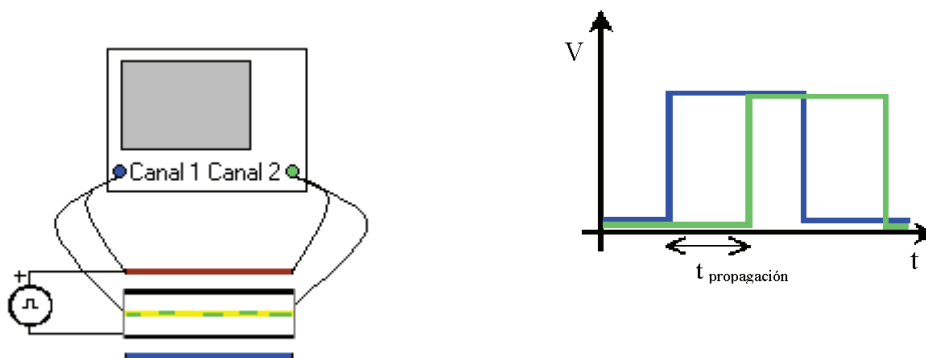
Para la medición de impedancias se hizo uso del analizador de frecuencias SOLARTRON realizando un barrido de frecuencias desde 1 Hz a 1 MHz, tomando 30 puntos por década, y con una amplitud de onda de 1 V. A frecuencias mayores las medidas se ven afectadas por problemas de oscilación, debido a la longitud de los propios cables de medida.

Además de medir la impedancia característica se realizaron medidas para obtener la velocidad de propagación del cable para caracterizarlo de forma más completa. Ya que en una línea ideal sin pérdidas la impedancia característica y la velocidad de propagación pueden expresarse como función de L_{oc} y C_{oc} (en por unidad de longitud).

Para medir con que velocidad se transmite la onda en el interior del conductor se midió cuánto tiempo tardaba una onda cuadrada de amplitud 1 V y frecuencia 1 MHz con un ciclo de trabajo de un 30 % en recorrer la longitud del mismo. Se alimentó el cable por uno de los extremos y se observó la onda tanto al comienzo como al final del conductor, el desfase entre ambas ondas nos indica el tiempo de propagación, con lo cual podemos calcular la velocidad de propagación como:

$$v_{prop} = \frac{L}{t_{prop}}$$

El esquema de montaje que se realizó se muestra a continuación:



Tanto las medidas de la impedancia (ambos métodos) como la medida para calcular la velocidad de propagación se realizaron para tres longitudes distintas de cable: 4,20 m, 8,80 m y 17 m aproximadamente.

A continuación se muestran los datos obtenidos para cada longitud:

Cable de longitud 4,20 m.**Primer método: Medida de la impedancia de fase**

Se realizaron las medidas en tan solo uno de los conductores. Los resultados gráficos se muestran en la página siguiente.

Los datos obtenidos se pueden ajustar a un circuito RL serie:

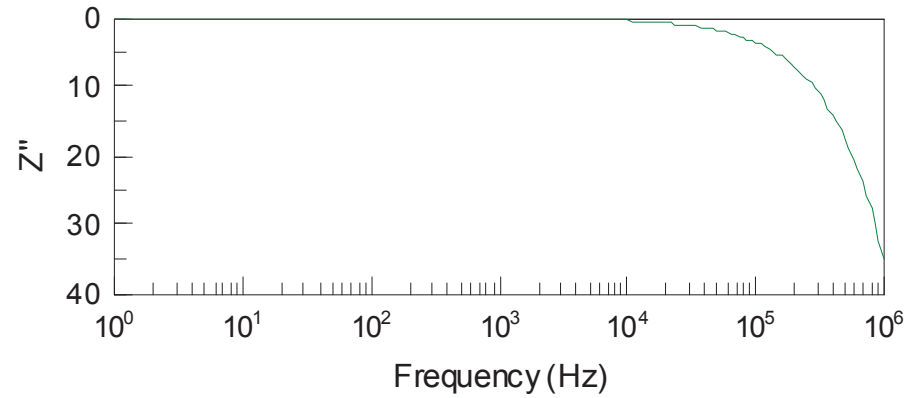
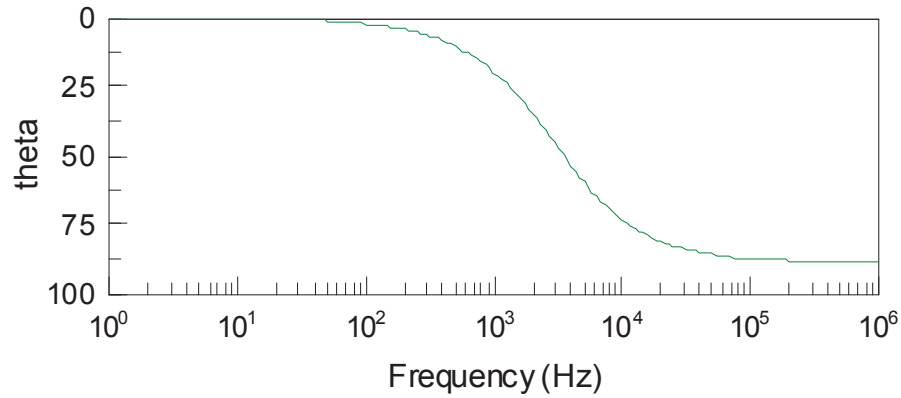
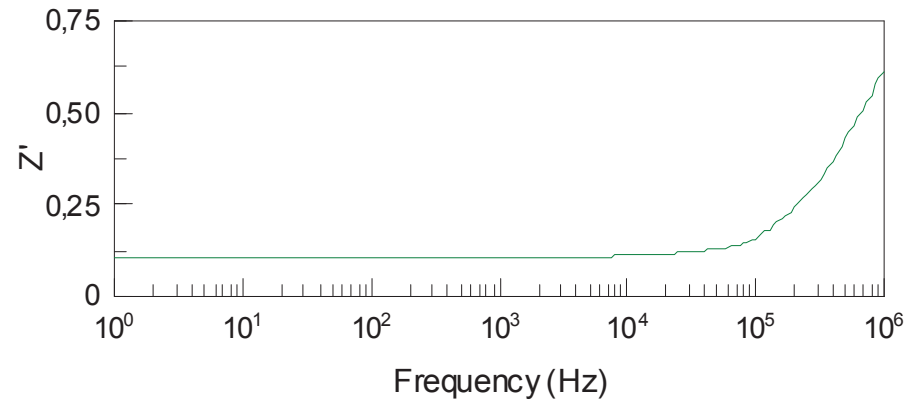
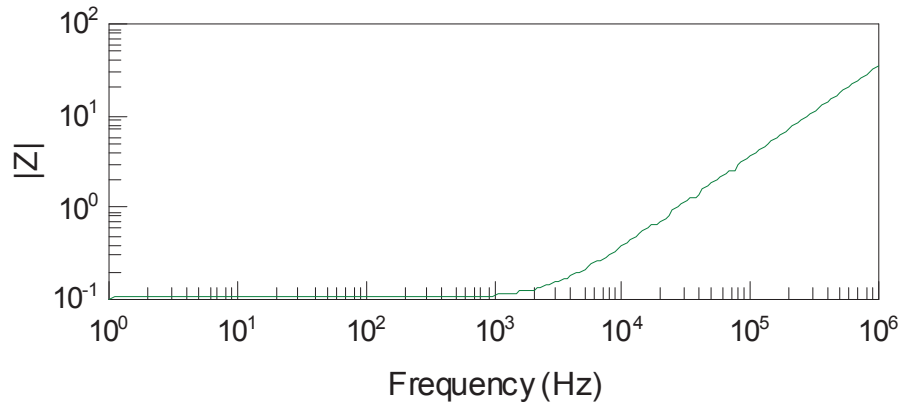


<u>Element</u>	<u>Freedom</u>	<u>Value</u>	<u>Error</u>	<u>Error %</u>
R1	Free(+)	0,10542	0,00012062	0,11442
L1	Free(+)	5,7423E-6	7,6865E-9	0,13386

Y tal como se observa, el error del ajuste es muy pequeño. Por lo que realmente se puede decir que un cable se comporta de forma inductiva.

Como la medida de la velocidad de propagación se ha tomado a 1 MHz, que es la máxima frecuencia a la cual no hay errores de precisión, se va a resaltar este dato para luego calcular los valores de L y C en p.u. de longitud. El valor de la impedancia medida con este método es $Z = 34,91 \mid 88,9974^\circ \Omega$.

Medida de la impedancia de fase de un conductor:



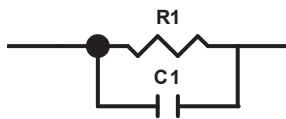
La escala de frecuencias es logarítmica, su medida se ofrece en hercios. En las gráficas de la izquierda se representa el módulo de la impedancia $|Z|$ en ohmios y el ángulo θ en grados. Y en las gráficas de la derecha se representa la parte real Z' (es decir R) y la parte imaginaria Z'' ($+j\omega L$ ó $-j\omega C$) ambas en ohmios. Se utilizan las mismas unidades en todas las gráficas de este capítulo.

Segundo método: Medida de la impedancia en circuito abierto y en cortocircuito

En las páginas siguientes se muestran las medidas en circuito abierto (Z_{CA}), en cortocircuito (Z_{CC}) y la impedancia característica (Z_{OC}) que resulta al operar con las dos anteriores.

Los resultados para el circuito abierto nos dan un circuito equivalente capacitivo, puesto que lo que realmente estamos midiendo es la capacidad existente entre los distintos conductores.

El esquema equivalente resulta ser:



Element	Freedom	Value	Error	Error %
R1	Free(+)	8,4903E6	81719	0,9625
C1	Free(+)	3,931E-10	2,3757E-12	0,60435

En cambio, cuando montamos un cortocircuito, el cable pasa a comportarse de modo inductivo:



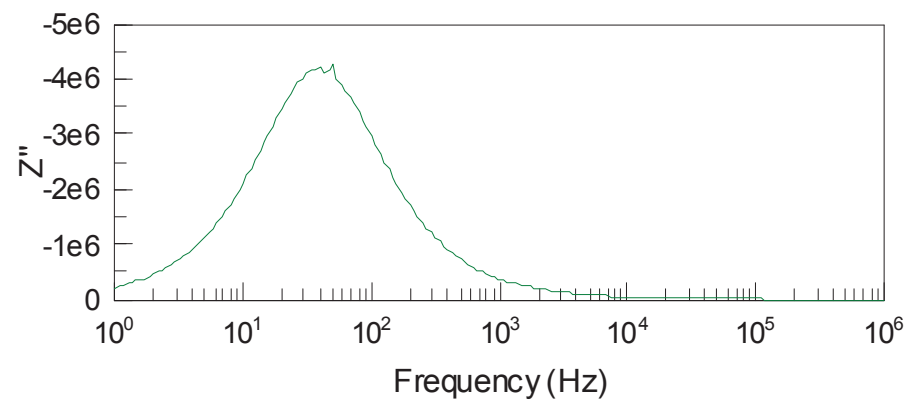
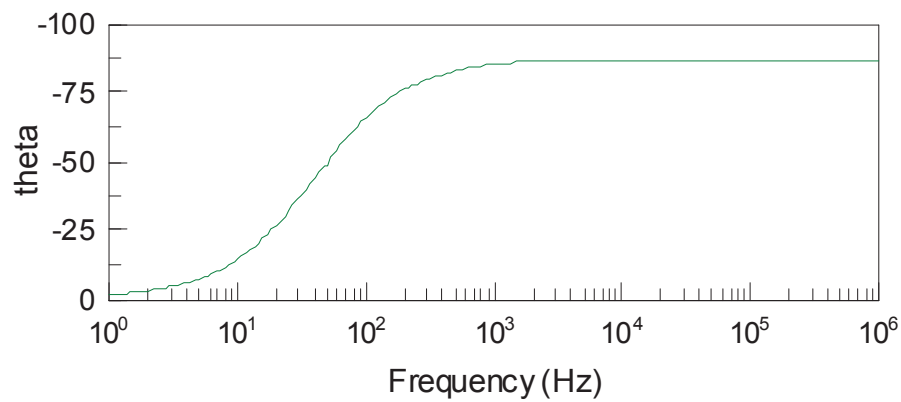
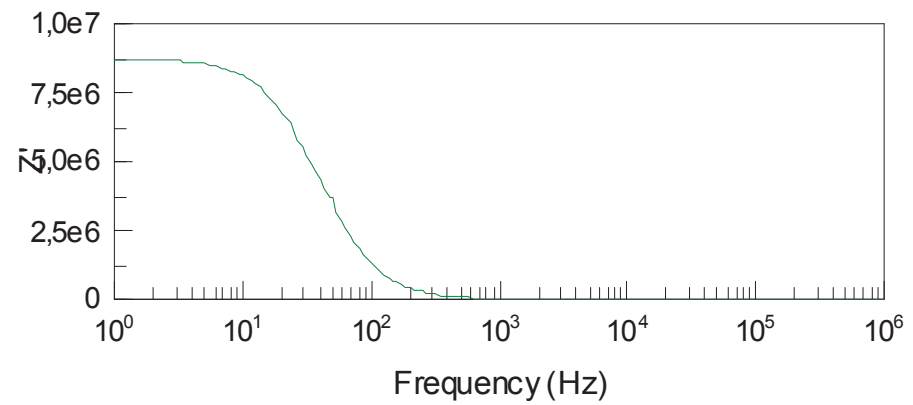
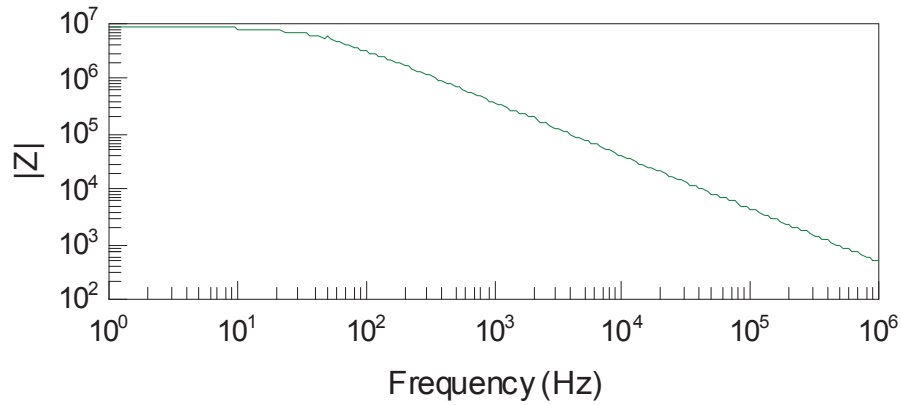
Element	Freedom	Value	Error	Error %
R1	Free(+)	0,14159	0,0003057	0,21591
L1	Free(+)	2,4665E-6	7,4378E-9	0,30155

Si operamos de forma compleja con los resultados obtenidos, llamando Z_{CA} a la impedancia en circuito abierto y Z_{CC} a la impedancia en cortocircuito, y utilizamos la expresión para calcular la impedancia característica lo que obtenemos es la gráfica mostrada en la página:

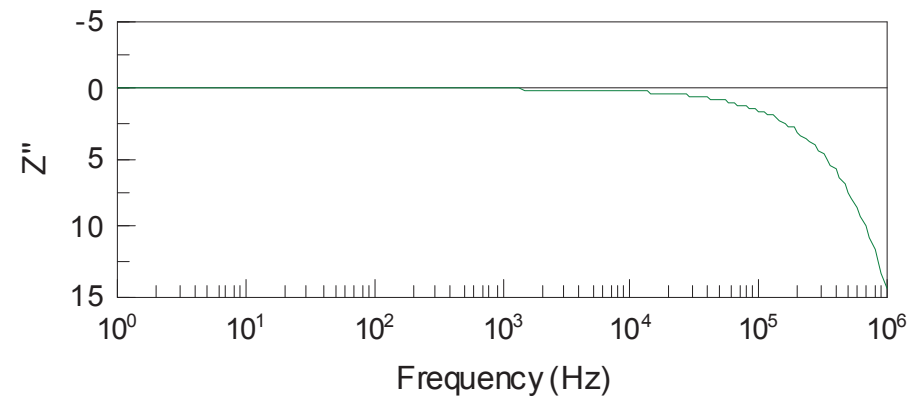
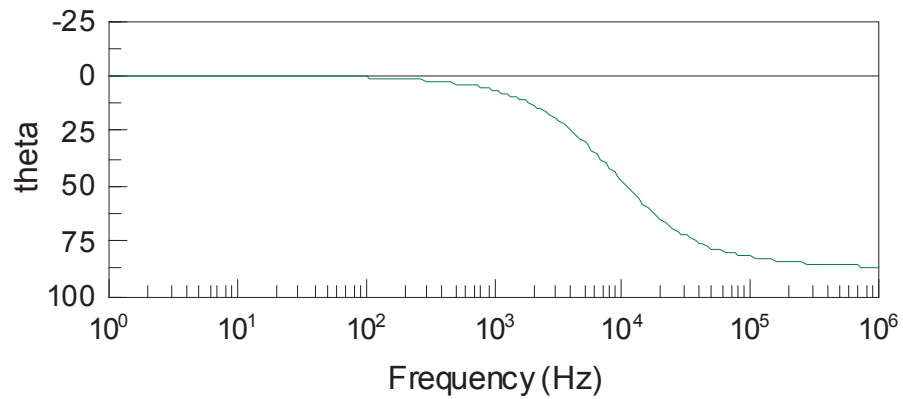
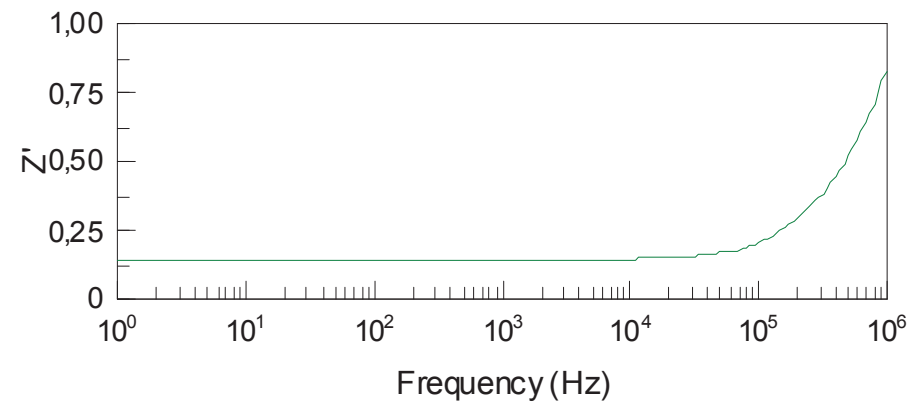
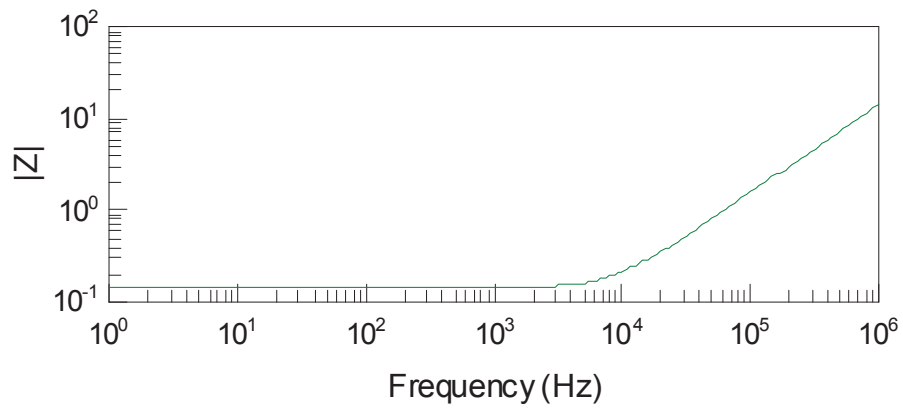
$$Z_{OC} = \sqrt{Z_{CA} \cdot Z_{CC}}$$

El resultado para la frecuencia de 1 MHz es $Z_{OC} = 83,33 \mid 0,2870^\circ \Omega$.

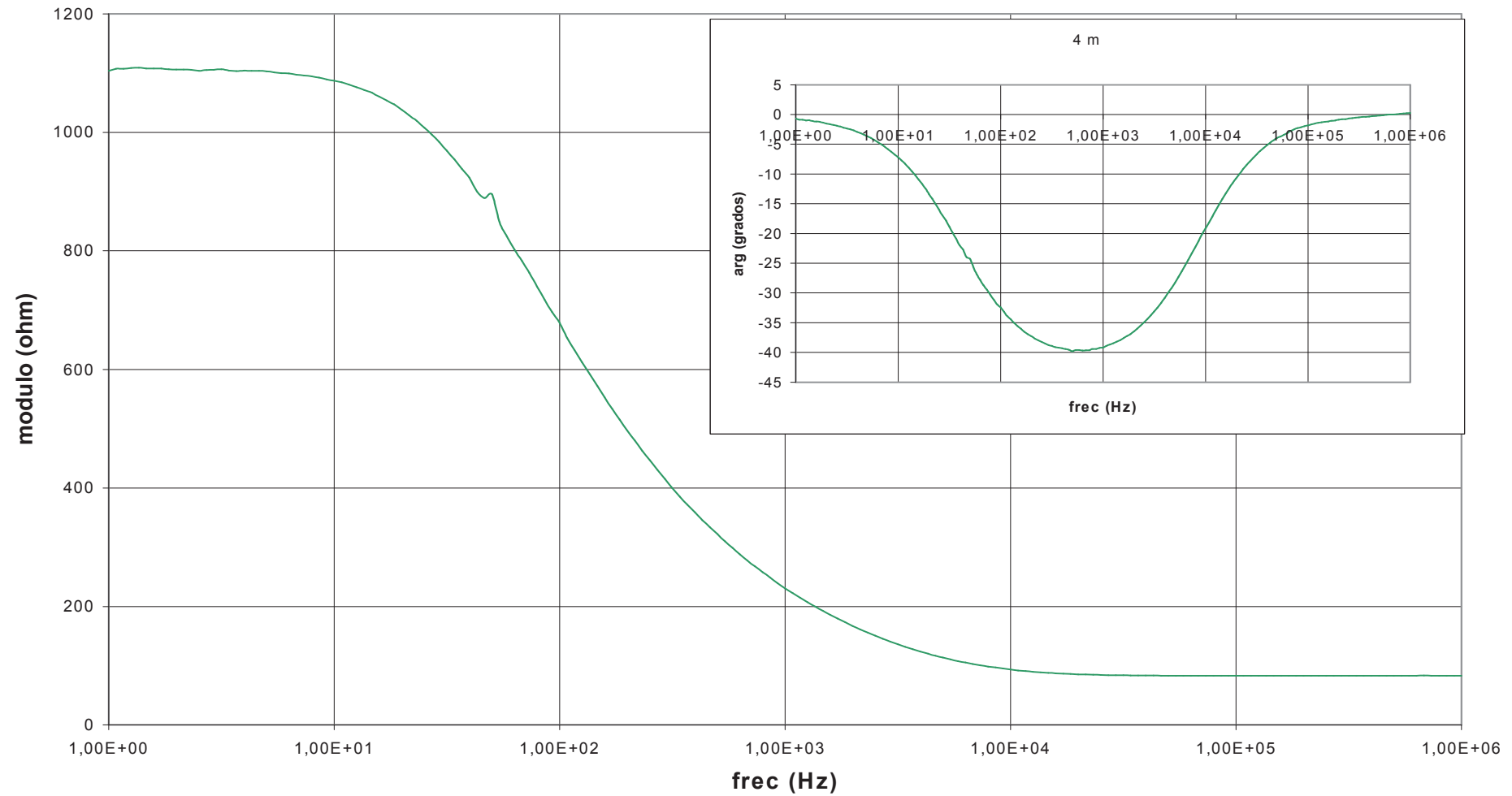
Medida de la impedancia en circuito abierto:



Medida de la impedancia en cortocircuito:

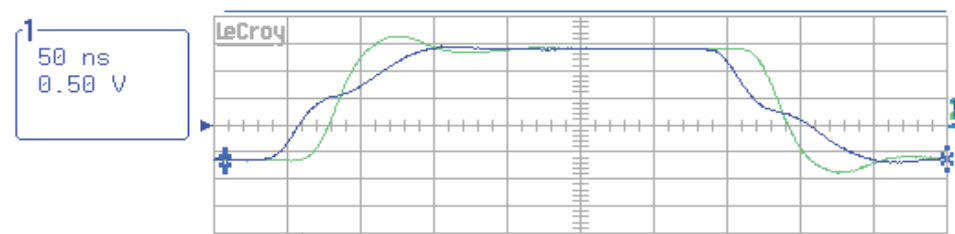


Impedancia característica para el cable de longitud 4,20 m:



Medida de la velocidad de propagación

En el canal 1 se muestran las medidas obtenidas al comienzo del cable:



2
50 ns
0.50 V

pkpk(1)	2.156 V	Freq(1)	- - -
sdev(1)	829.1mV	period(1)	- - -
rms(1)	1.0363 V	width(1)	302.86 ns
cmean(1)	621.8mV	rise(1)	80.44 ns
csdev(1)	829.1mV	Fall(1)	79.69 ns
crms(1)	1.0363 V	r20-80%(1)	62.53 ns
top(1)	1.405 V	F80-20%(1)	63.53 ns
base(1)	-633mV	over+(1)	3.38 %
ampl(1)	2.038 V	over-(1)	2.44 %
mean(1)	621.8mV	xamn(1)	- - -
minimum(1)	-683mV	xamx(1)	113.518 ns
maximum(1)	1.474 V	delay(1)	9.88 ns
area(1)	306.238 nVs	cycles(1)	0

50 ns BWL

1 .5 V AC
2 .5 V AC
3 2 V DC
4 .5 V AC

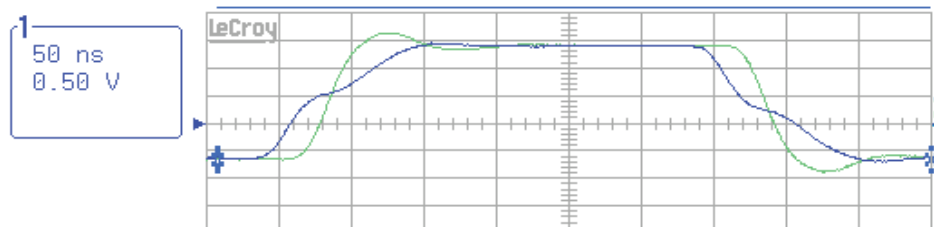


1 DC 0.01 V

8 GS/s

STOPPED

Las medidas en el canal 2 (final del conductor):



2
50 ns
0.50 V

pkpk(2)	2.531 V	Freq(2)	- - -
sdev(2)	963.5mV	period(2)	- - -
rms(2)	1.1467 V	width(2)	301.46 ns
cmean(2)	621.9mV	rise(2)	28.57 ns
csdev(2)	963.5mV	Fall(2)	28.16 ns
crms(2)	1.1467 V	r20-80%(2)	19.73 ns
top(2)	1.410 V	F80-20%(2)	19.54 ns
base(2)	-612mV	over+(2)	11.87 %
ampl(2)	2.023 V	over-(2)	13.26 %
mean(2)	621.9mV	xamn(2)	371.935 ns
minimum(2)	-881mV	xamx(2)	69.663 ns
maximum(2)	1.651 V	delay(2)	24.40 ns
area(2)	306.306 nVs	cycles(2)	0

50 ns BWL

1 .5 V AC
2 .5 V AC
3 2 V DC
4 .5 V AC



1 DC 0.01 V

8 GS/s

STOPPED

Se ha medido el desfase entre la onda al comienzo del cable y la onda al final del cable en varias zonas: cuando empieza a aumentar la pendiente de subida de tensión, en el paso por cero de ambas, y cuando una vez estabilizada la tensión, cerca de su máximo, comienza la pendiente de bajada.

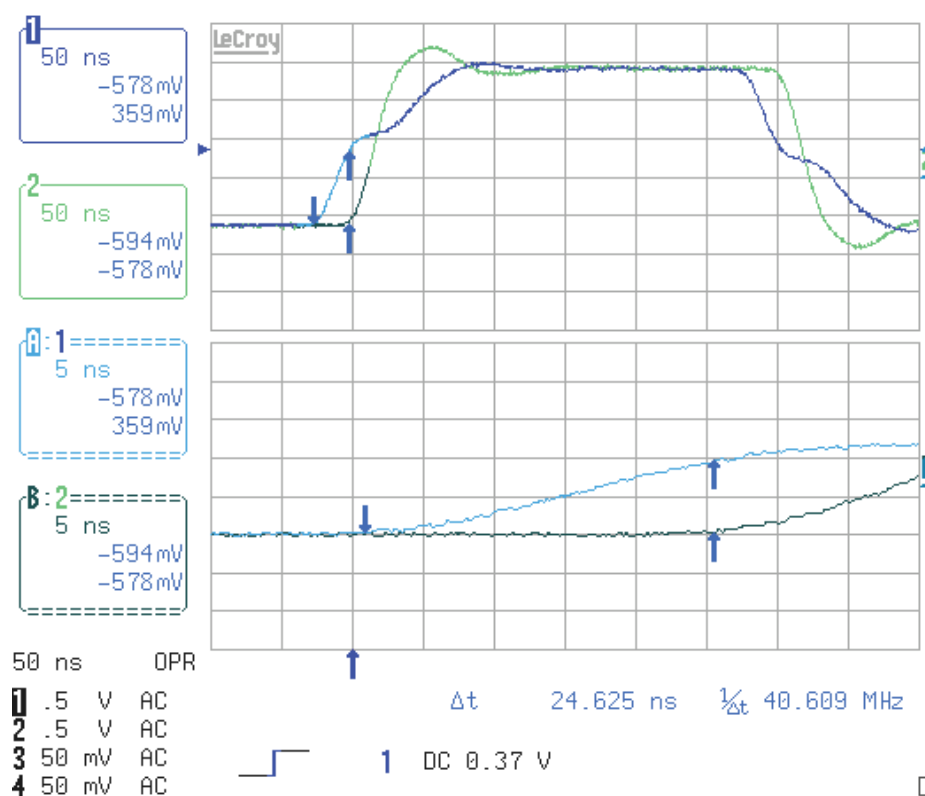
En las páginas siguientes se muestran dichas ondas con los tiempos de desfase. En todas ellas se realizó una medida con una base de tiempo menor para poder apreciar mejor ese desfase con una ampliación.

En la tabla que aparece a continuación se ha calculado la velocidad de transmisión según el lugar donde se ha medido:

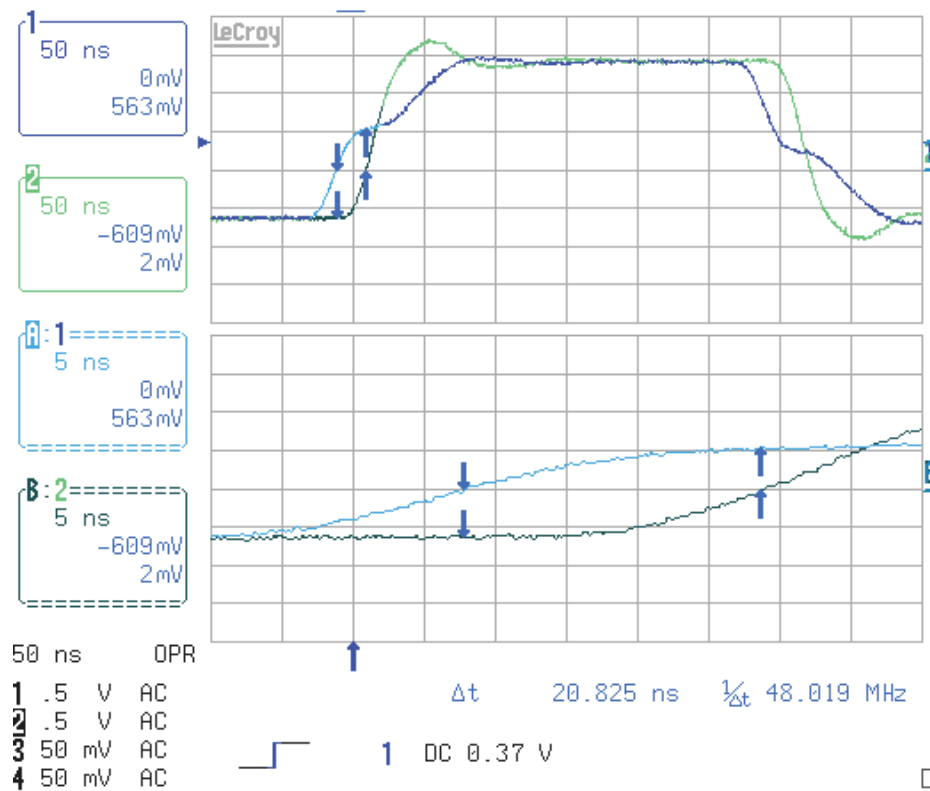
	$L_{\text{conductor}} \text{ (m)}$	$t_{\text{desfase}} \text{ (ns)}$	$v_{\text{transmisión}} \text{ (m/}\mu\text{s)}$
Antes de la pendiente de subida	4,20	24,625	170,558
En el paso por cero	4,20	20,825	201,680
Antes de la pendiente de bajada	4,20	24,175	173,733

Tiene más sentido para calcular la velocidad de propagación tomar las medidas antes de las pendientes (o bien de subida o bien de bajada) ya que las pendientes en ambas ondas son distintas, con lo que el paso por cero de la tensión se ve afectado por esa diferencia de pendientes. Así pues, desechando la medida en el paso por cero, se hace la media con las otras dos velocidades de transmisión y se obtiene un valor de 172,145 m/μs.

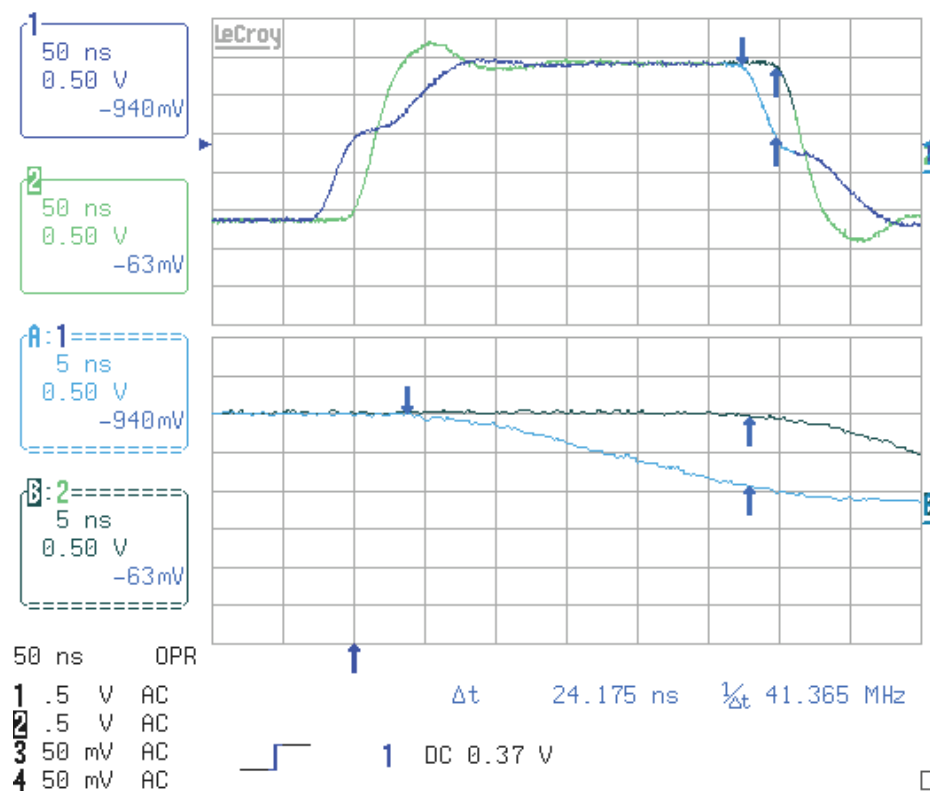
Medidas antes de la pendiente de subida:



Medidas en el paso por cero:



Medidas antes de la pendiente de bajada:



Cable de longitud 8,80 m.**Primer método: Medida de la impedancia de fase**

Las gráficas resultantes se muestran en la página siguiente.

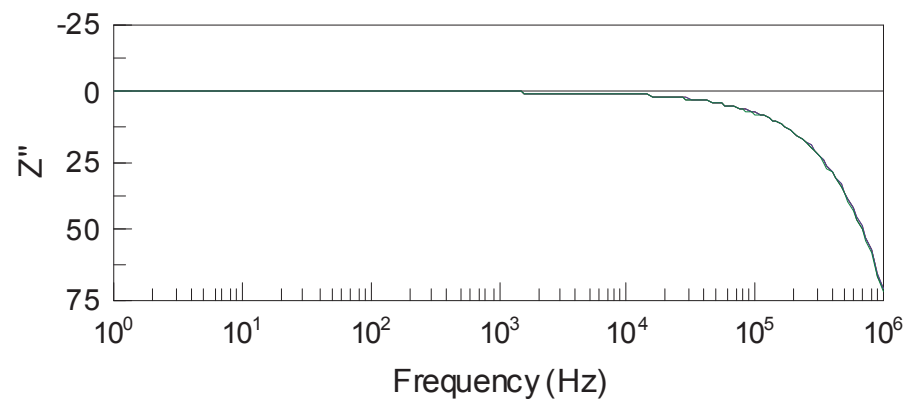
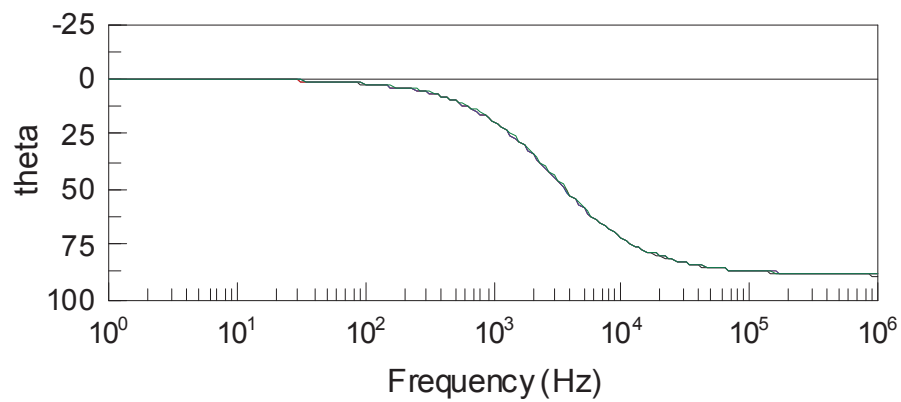
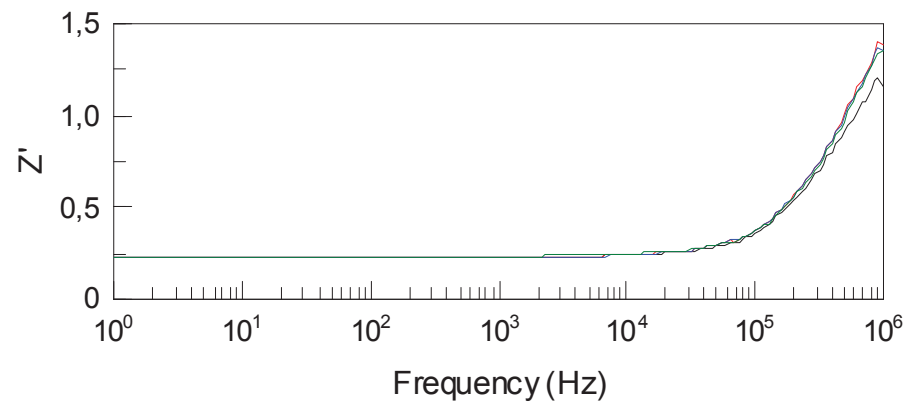
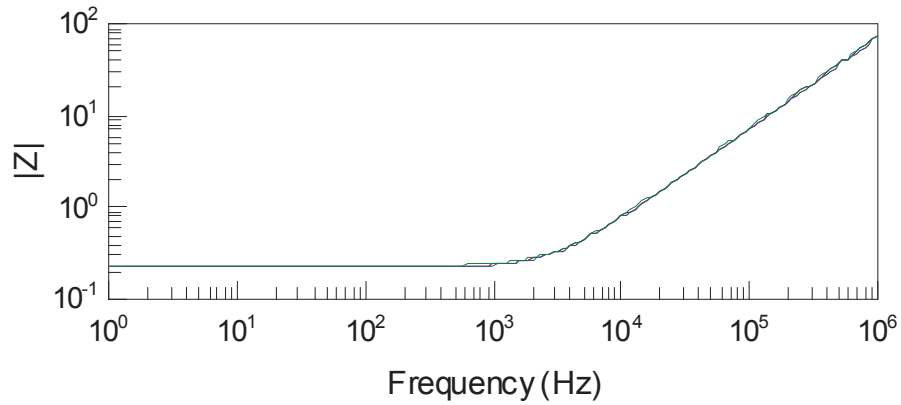
Los datos obtenidos se pueden ajustar a un circuito RL serie, al igual que en el caso anterior, debido al comportamiento inductivo del cable:



<u>Element</u>	<u>Freedom</u>	<u>Value</u>	<u>Error</u>	<u>Error %</u>
R1	Free(+)	0,22333	0,00027117	0,12142
L1	Free(+)	1,2034E-5	1,7124E-8	0,1423

Tomando el valor medio resultante de las medidas en todos los conductores, el valor de la impedancia medida con este método a 1 MHz es $Z = 71,34 \mid 88,9488^\circ \Omega$.

Medida de la impedancia de fase de un conductor:

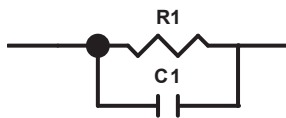


Segundo método: Medida de la impedancia en circuito abierto y en cortocircuito

En las páginas siguientes se muestran las medidas en circuito abierto, en cortocircuito y la impedancia característica que resulta al operar con las dos anteriores.

En esta ocasión se realizaron medidas en los cuatro conductores (las tres fases y tierra), por eso en las gráficas aparecen cuatro curvas. Mencionar que aunque en la impedancia de fase no se observan grandes diferencias, si se perciben dos curvas distintas tanto en la impedancia a circuito abierto como a cortocircuito dependiendo de la cercanía del conductor al cable de neutro que es el que queda suelto. Aún así la diferencia entre estas dos curvas es muy pequeña en valores absolutos, por lo que en los ajustes a esquemas RL y RC se ha tomado una de las medidas, y para el valor de 1 MHz y para las tablas de comparación se ha realizado un valor promedio entre las medidas de los cuatro conductores.

El esquema equivalente para la medida en circuito abierto es un RC paralelo:



Element	Freedom	Value	Error	Error %
R1	Free(+)	8,4274E6	97064	1,1518
C1	Free(+)	8,6271E-10	5,3855E-12	0,62425

Para el montaje en cortocircuito, el esquema es un RL serie:



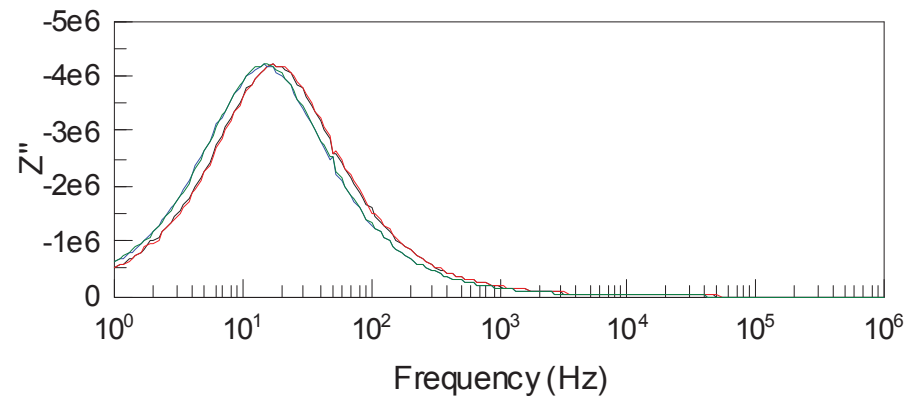
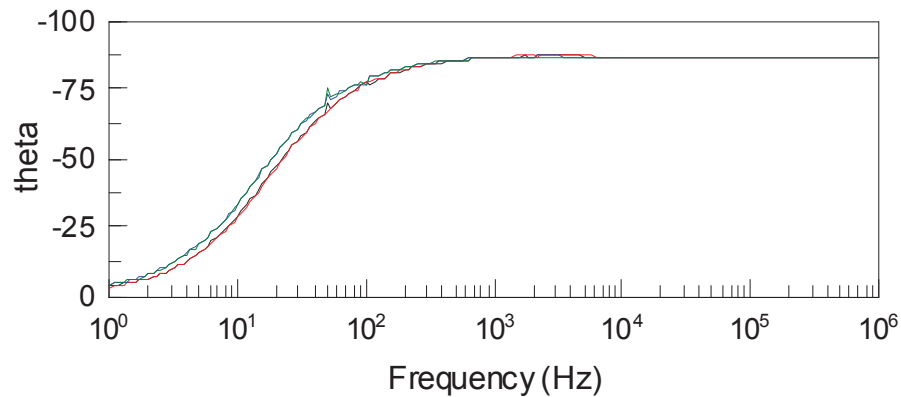
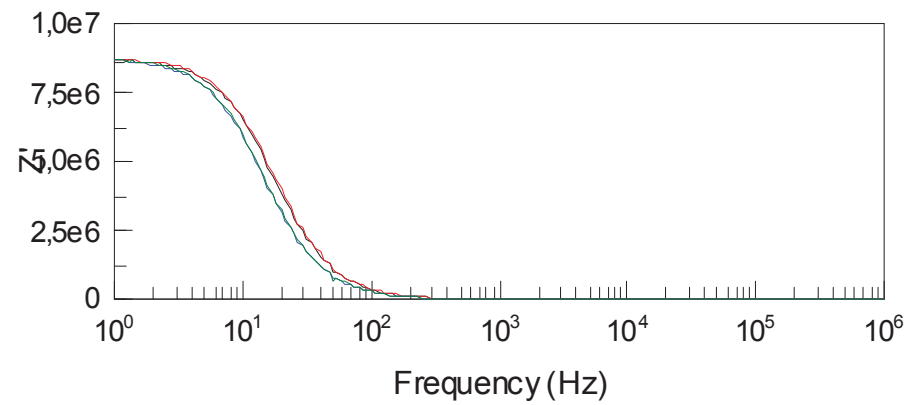
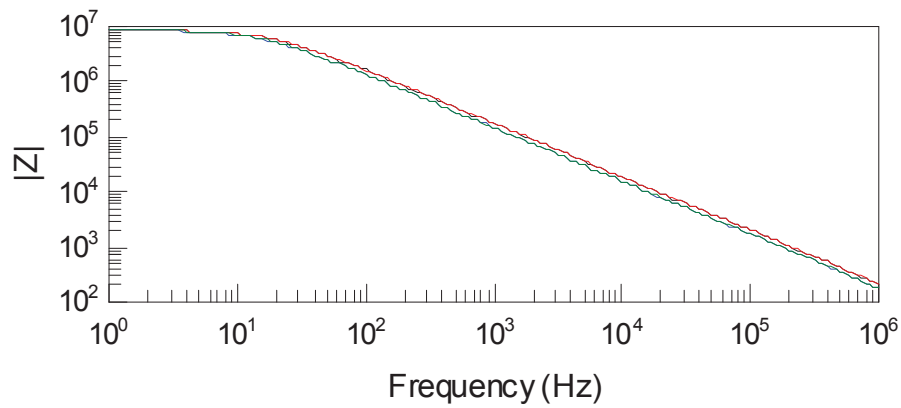
Element	Freedom	Value	Error	Error %
R1	Free(+)	0,29895	0,00062731	0,20984
L1	Free(+)	4,9409E-6	1,4598E-8	0,29545

La tercera gráfica, la que sigue a la de impedancia en circuito abierto y en cortocircuito, al igual que en el caso de longitud 4,20 m, se corresponde a la impedancia calculada como $Z_{OC} = \sqrt{Z_{CA} \cdot Z_{CC}}$, considerando tanto el módulo como el argumento.

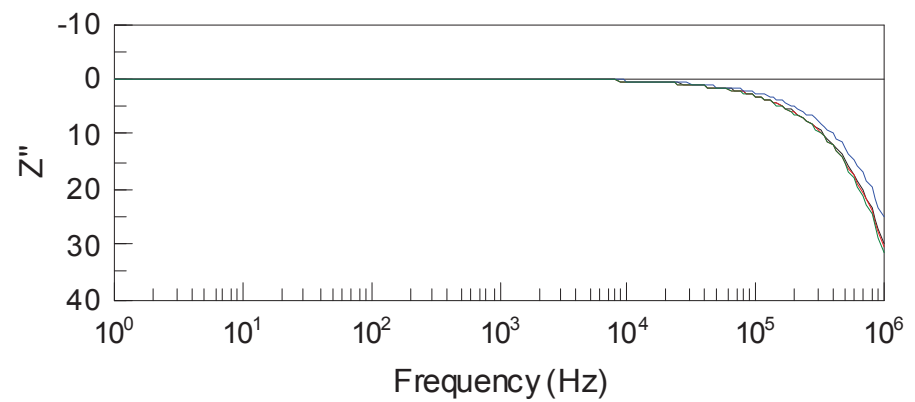
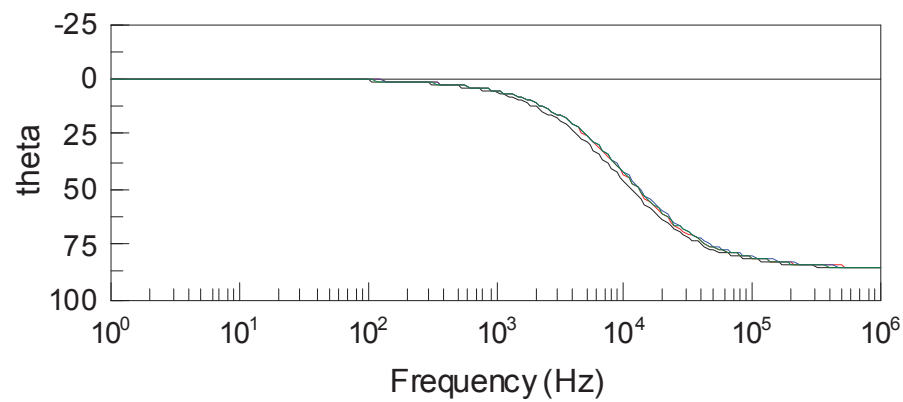
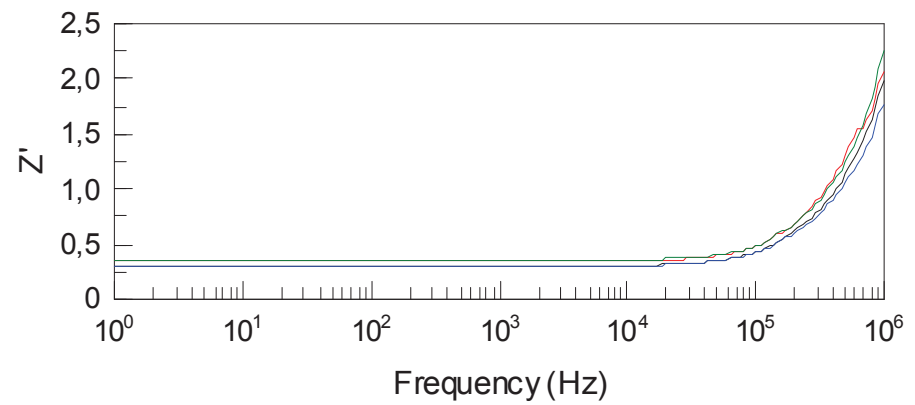
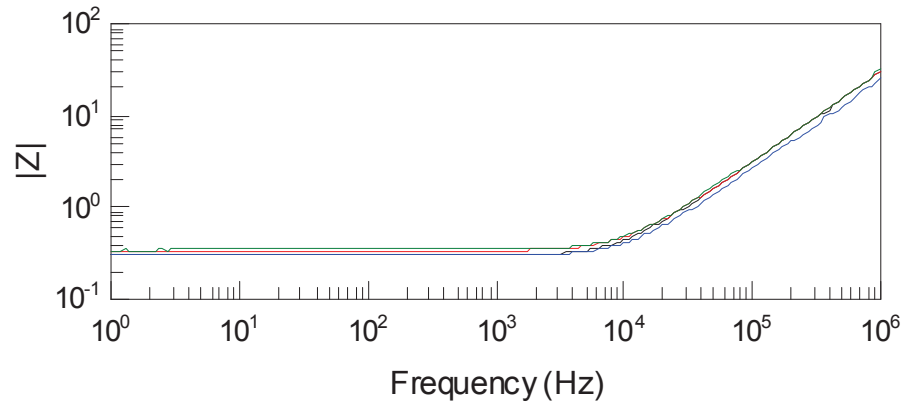
El resultado promedio que obtenemos para la frecuencia de 1 MHz es

$$Z_{OC} = 76,15 \mid -0,1351^\circ \Omega$$

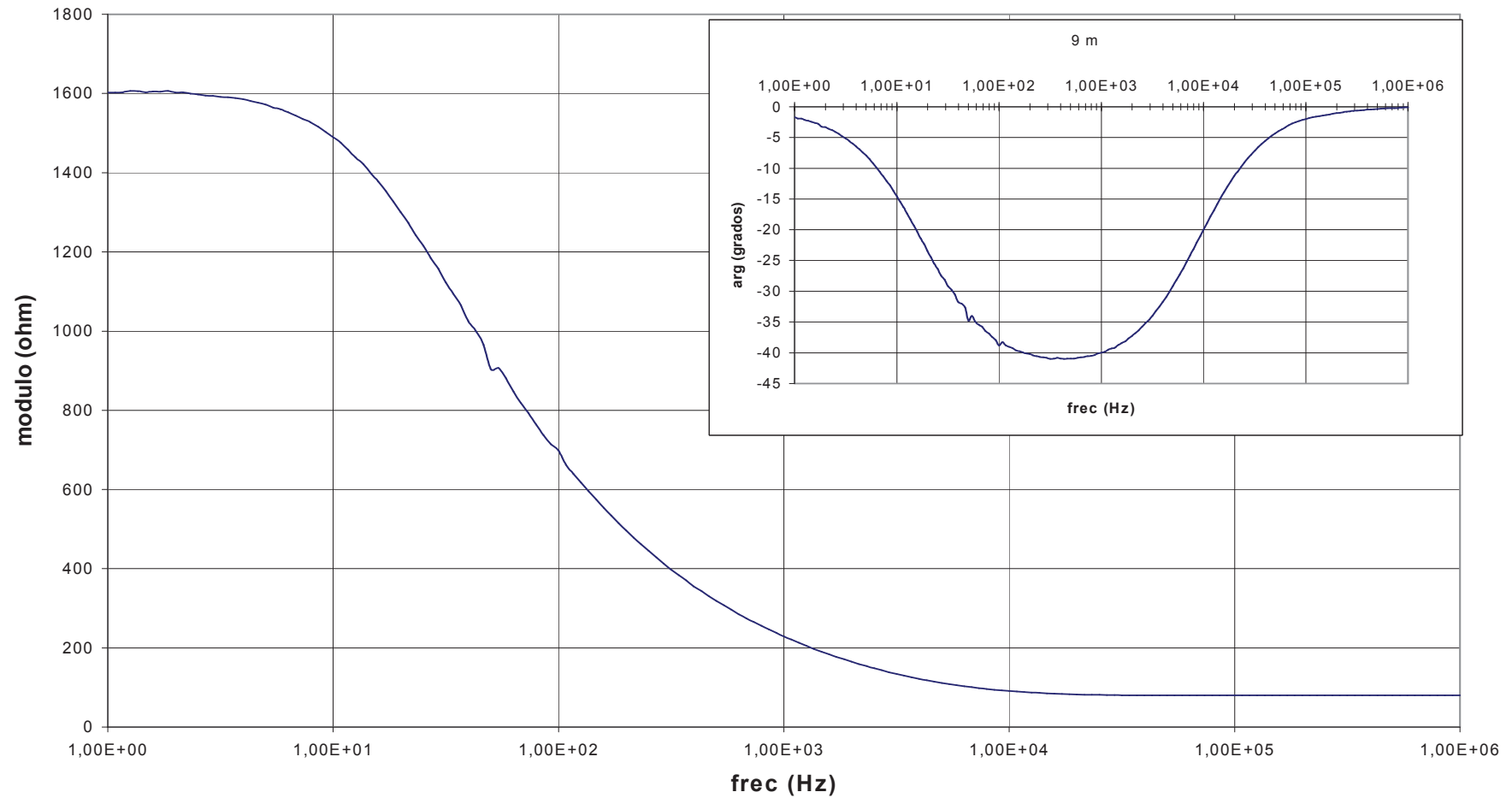
Medida de la impedancia en circuito abierto:



Medida de la impedancia en cortocircuito:

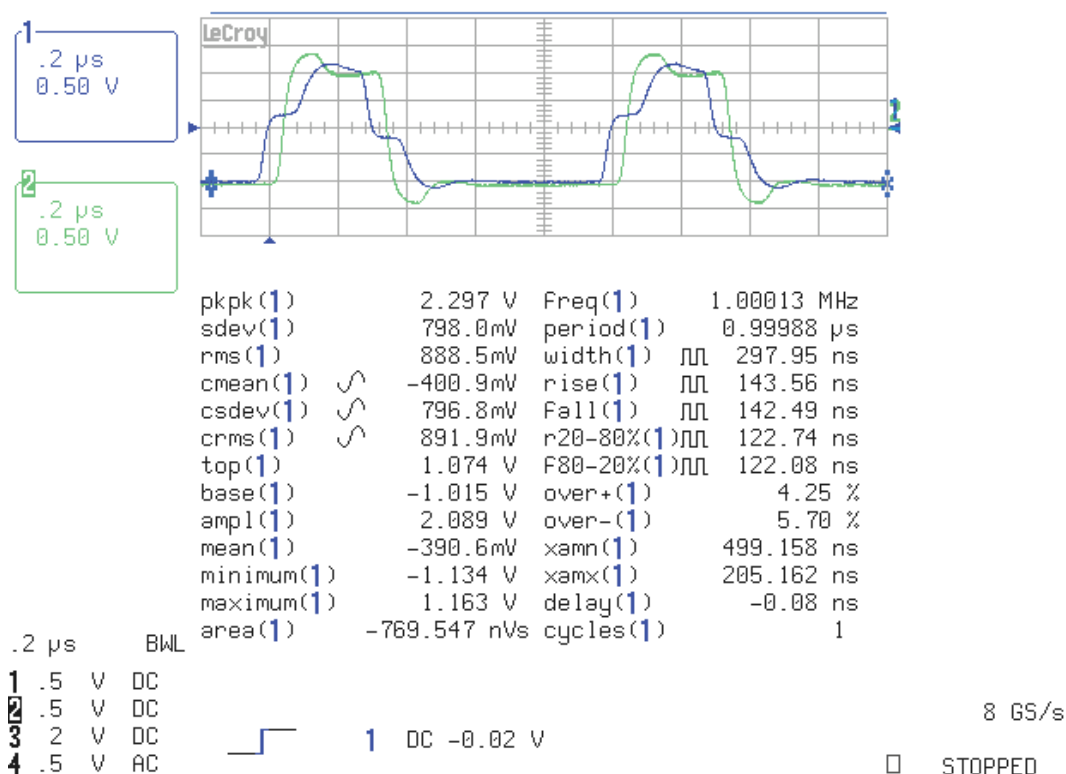


Impedancia característica para el cable de longitud 8,80 m:

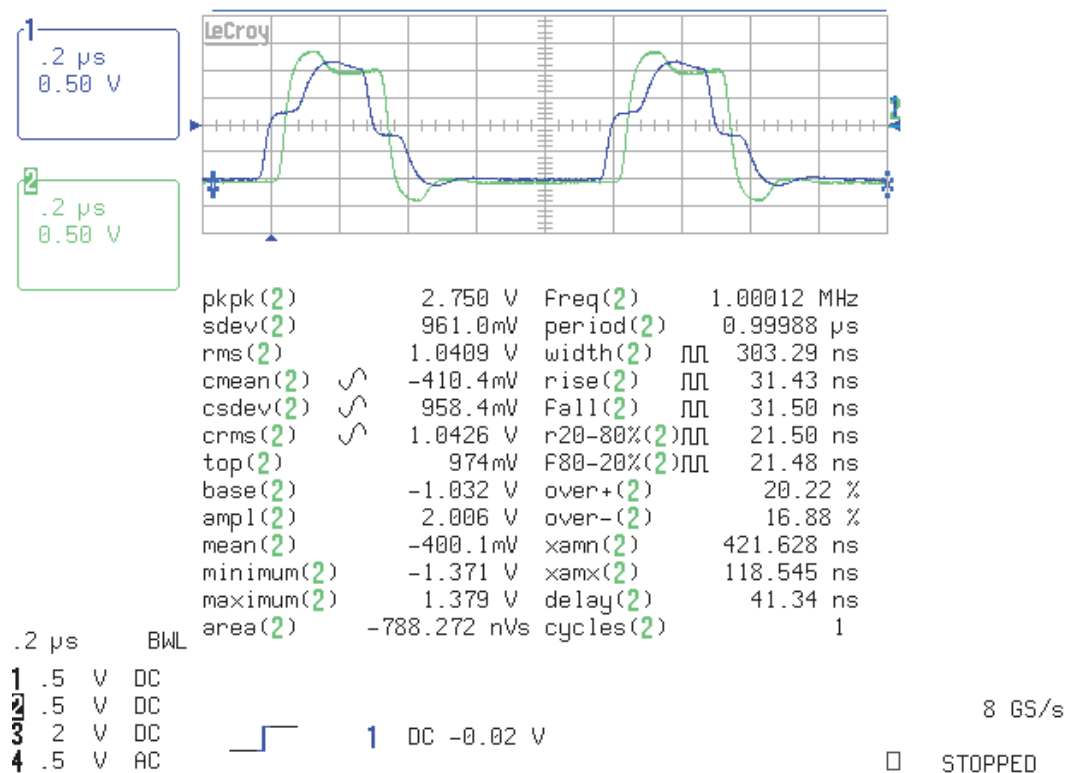


Medida de la velocidad de propagación

En el canal 1 se muestran las medidas obtenidas al comienzo del cable:



Las medidas en el canal 2 (final del conductor):



Como en el caso anterior, se ha medido el desfase que determina el tiempo de propagación cuando empieza a aumentar la pendiente de subida de tensión, en el paso por cero de ambas, y cuando comienza la pendiente de bajada de tensión.

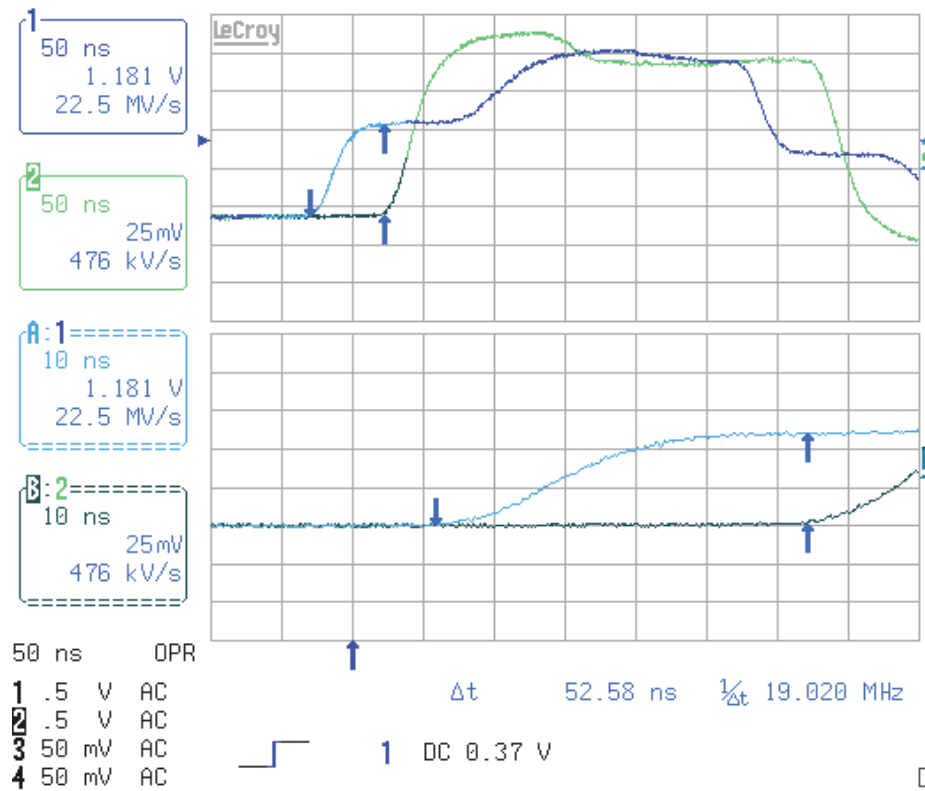
En las páginas siguientes se muestran las medidas con los tiempos de desfase ampliados.

En la siguiente tabla se muestran los resultados y se calcula la velocidad de transmisión:

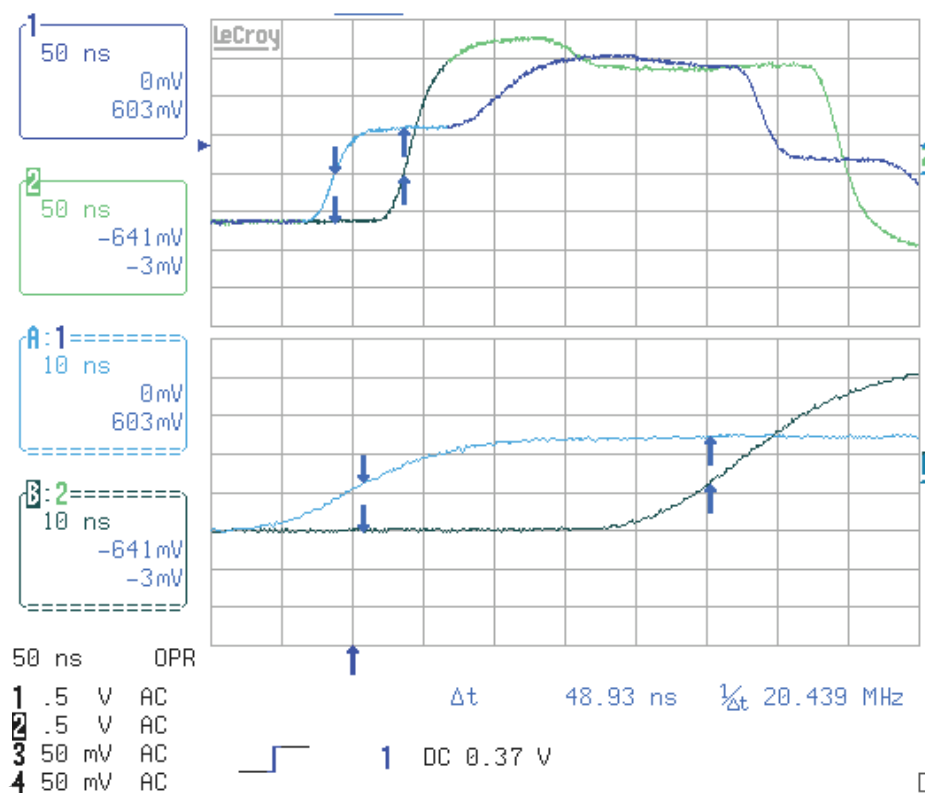
	$L_{\text{conductor}} \text{ (m)}$	$t_{\text{desfase}} \text{ (ns)}$	$v_{\text{transmisión}} \text{ (m /}\mu\text{s)}$
Antes de la pendiente de subida	8,80	52,58	167,364
En el paso por cero	8,80	48,93	179,848
Antes de la pendiente de bajada	8,80	51,83	169,785

Por la misma razón que en el caso del cable de 4,20m, se tomara un valor medio teniendo solo en cuenta las medidas antes del cambio de pendiente. La velocidad de propagación resultante es 168, 574 m / μ s.

Medidas antes de la pendiente de subida:

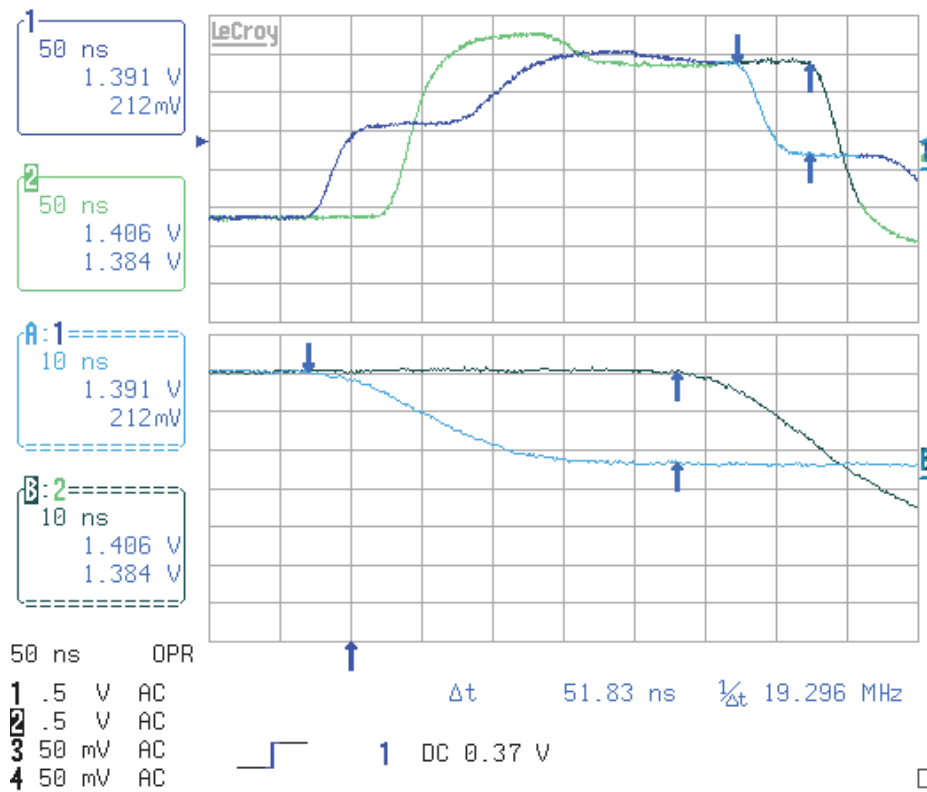


Medidas en el paso por cero:



DOS CON PWM

Medidas antes de la pendiente de bajada:



Cable de longitud 17 m.

Las gráficas con las medidas para el primer y segundo método se muestran en páginas siguientes. Tan solo se realizaron medidas en un conductor.

Primer método: Medida de la impedancia de fase

Estos datos se pueden ajustar a un circuito RL serie:

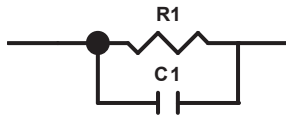


Element	Freedom	Value	Error	Error %
R1	Free(+)	0,44081	0,00066988	0,15197
L1	Free(+)	2,2116E-5	3,9819E-8	0,18005

El valor de la impedancia a 1 MHz es $Z = 130,01 \mid 89,6547^\circ \Omega$.

Segundo método: Medida de la impedancia en circuito abierto y en cortocircuito

En circuito abierto, el esquema equivalente es:



Element	Freedom	Value	Error	Error %
R1	Free(+)	8,4956E6	1,0212E5	1,202
C1	Free(+)	1,7137E-9	9,5483E-12	0,55717

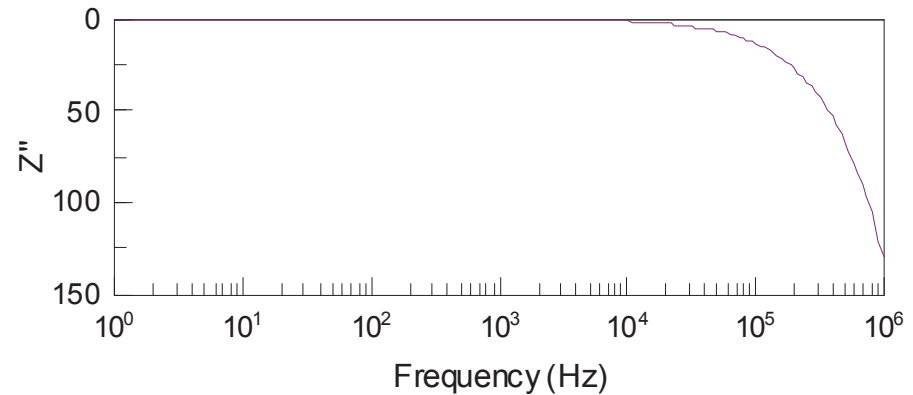
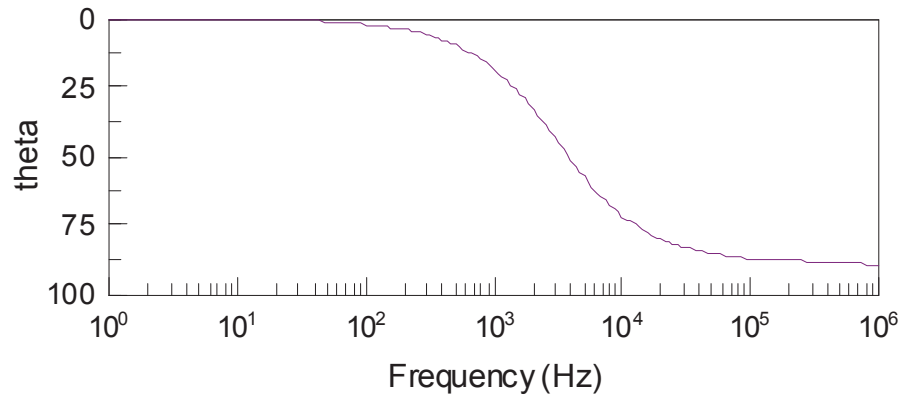
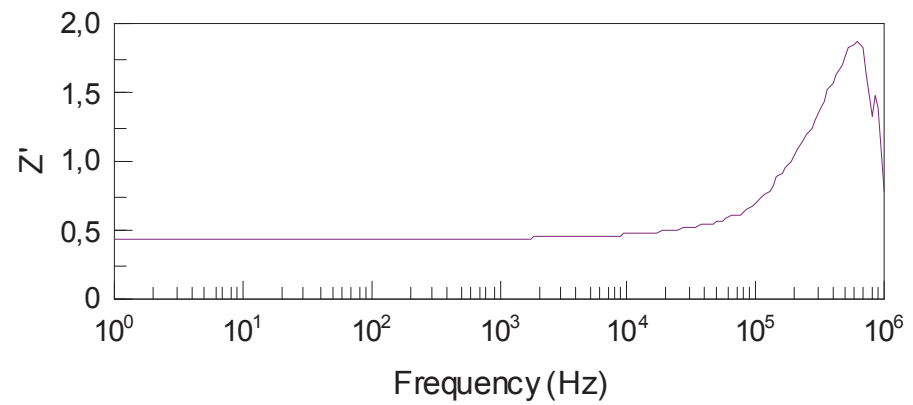
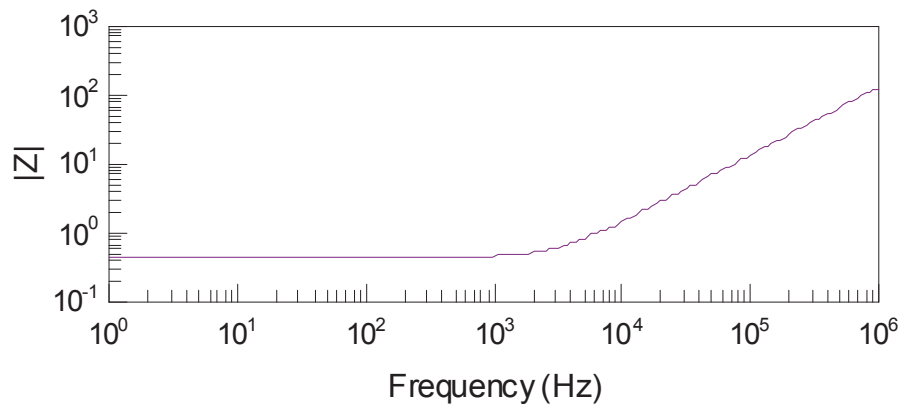
En cortocircuito:



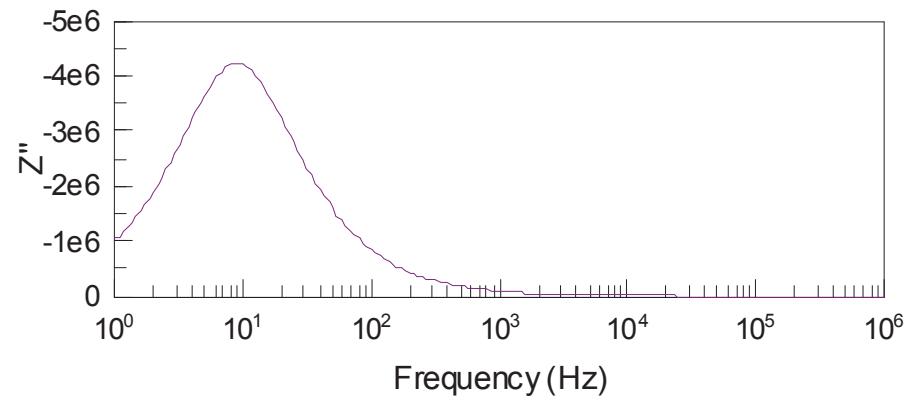
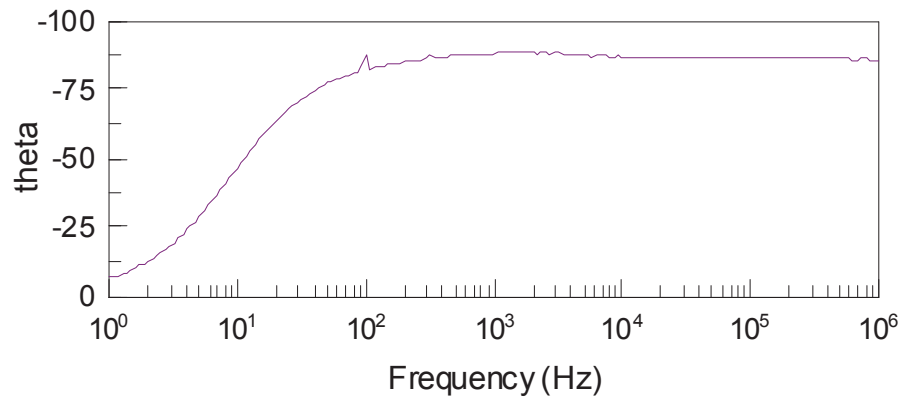
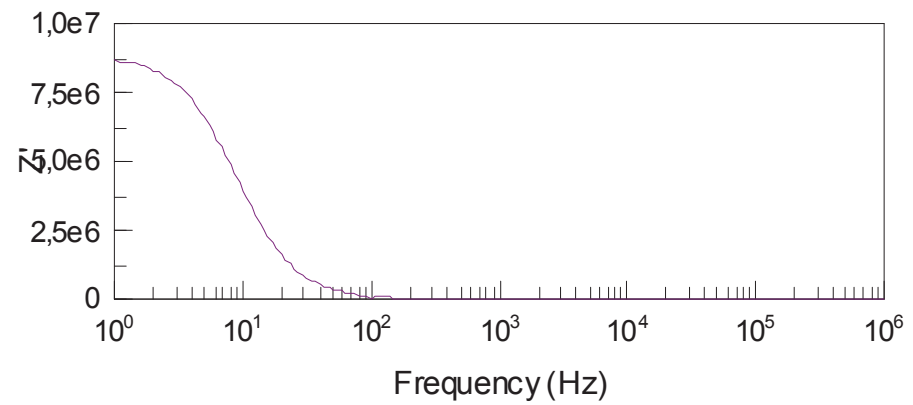
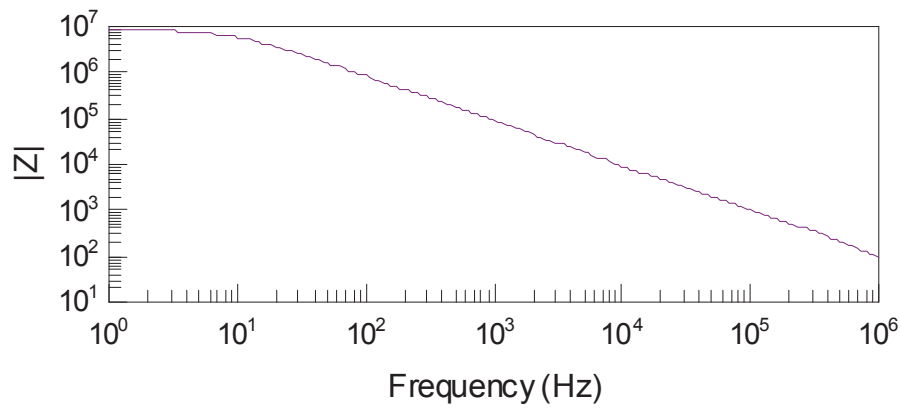
Element	Freedom	Value	Error	Error %
R1	Free(+)	0,58784	0,0011723	0,19943
L1	Free(+)	9,6926E-6	2,7185E-8	0,28047

Utilizando la expresión que se ha escrito anteriormente ($Z_{OC} = \sqrt{Z_{CA} \cdot Z_{CC}}$), operando con complejos, la medida a 1 MHz es $Z_{OC} = 78,76 \mid 0,2310^\circ \Omega$.

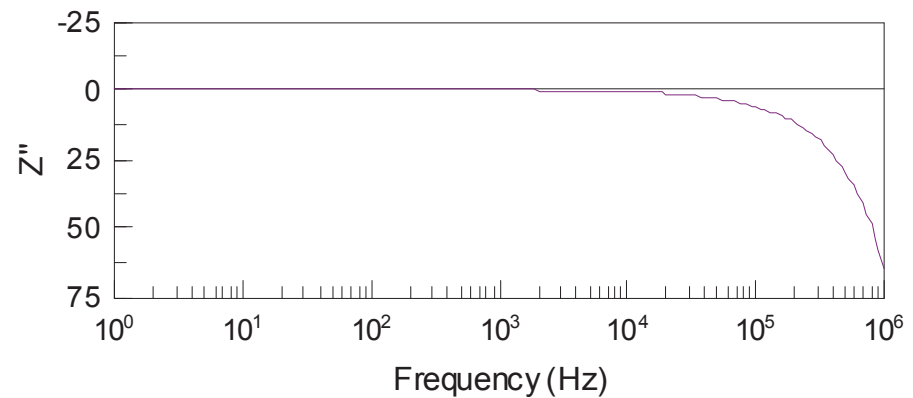
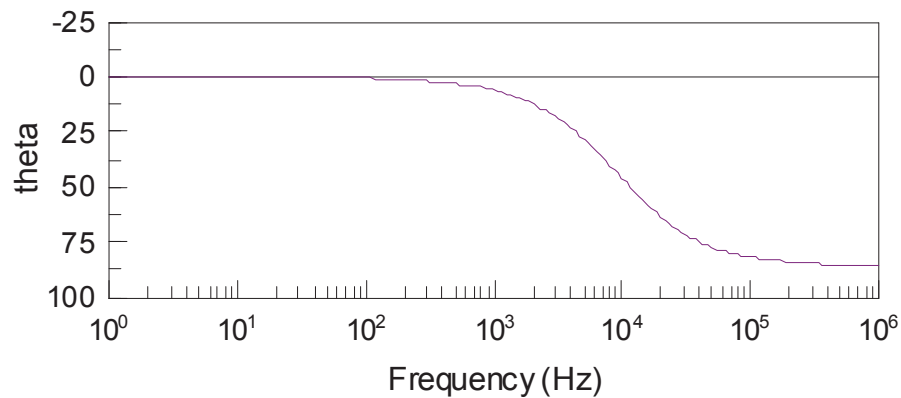
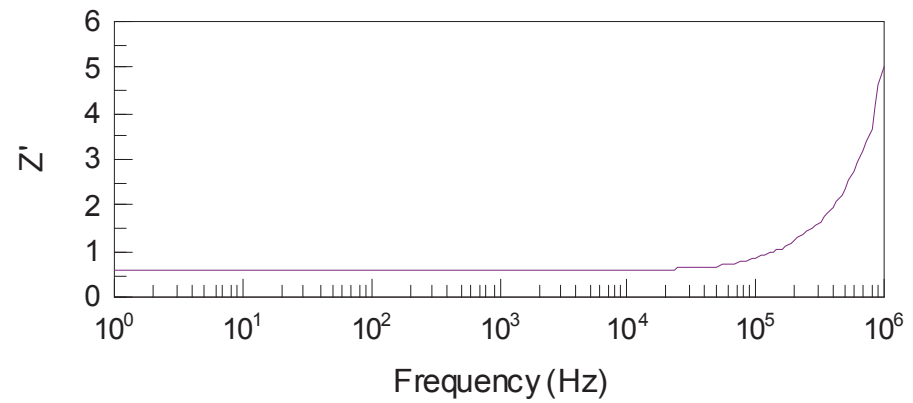
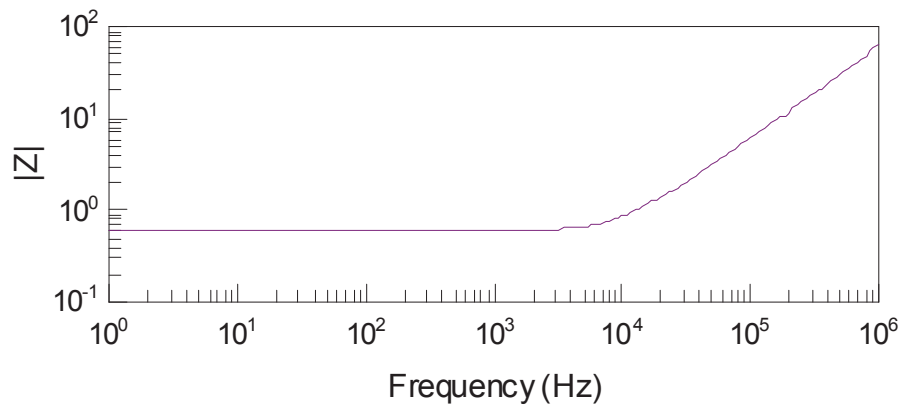
Medidas de la impedancia de fase:



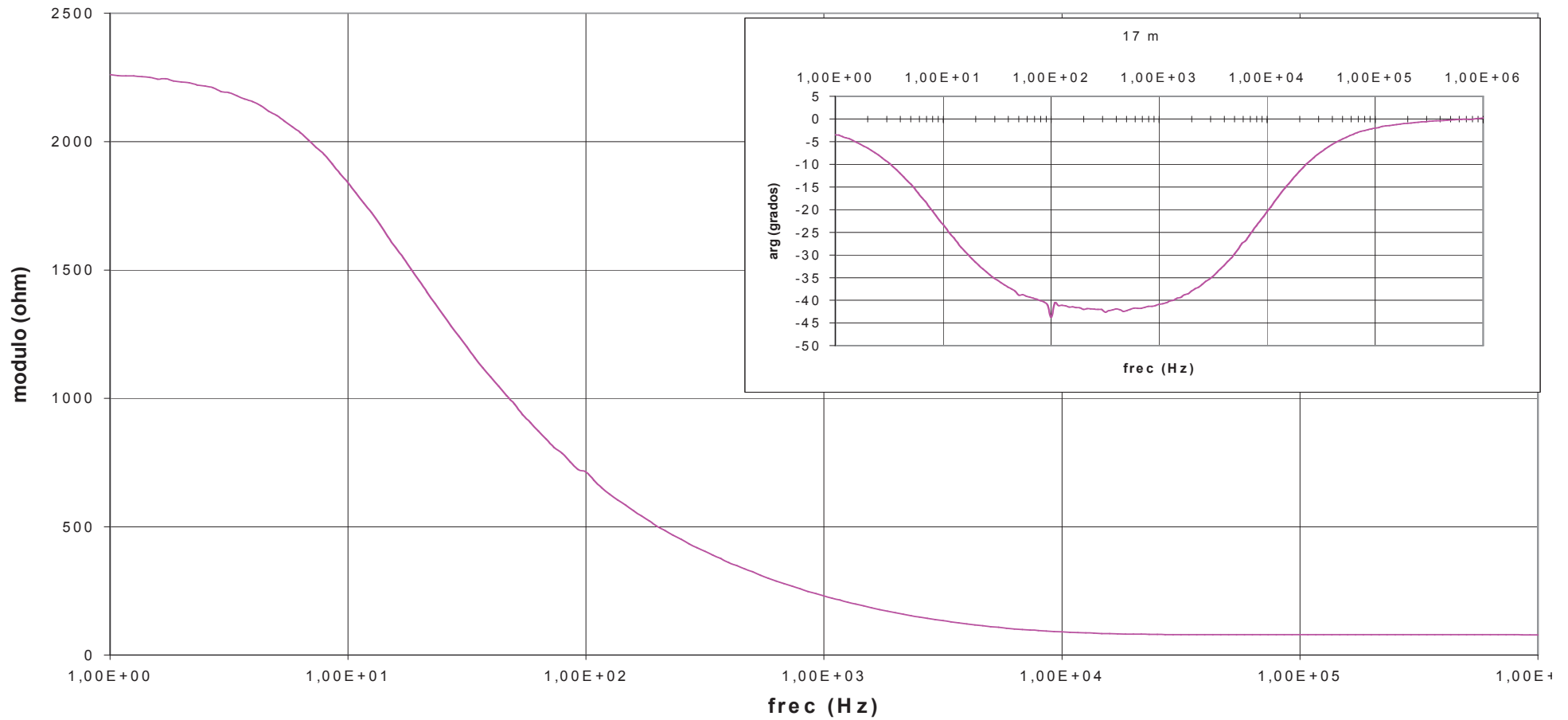
Medida de la impedancia en circuito abierto:



Medida de la impedancia en cortocircuito:

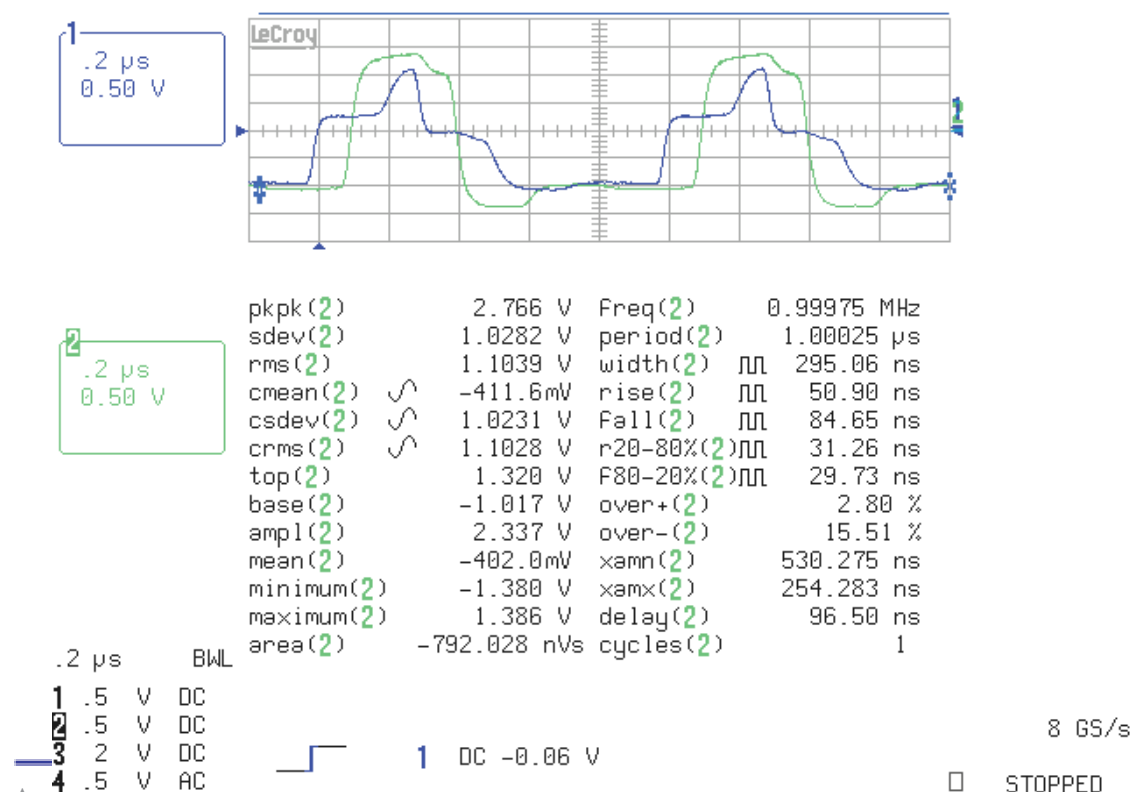
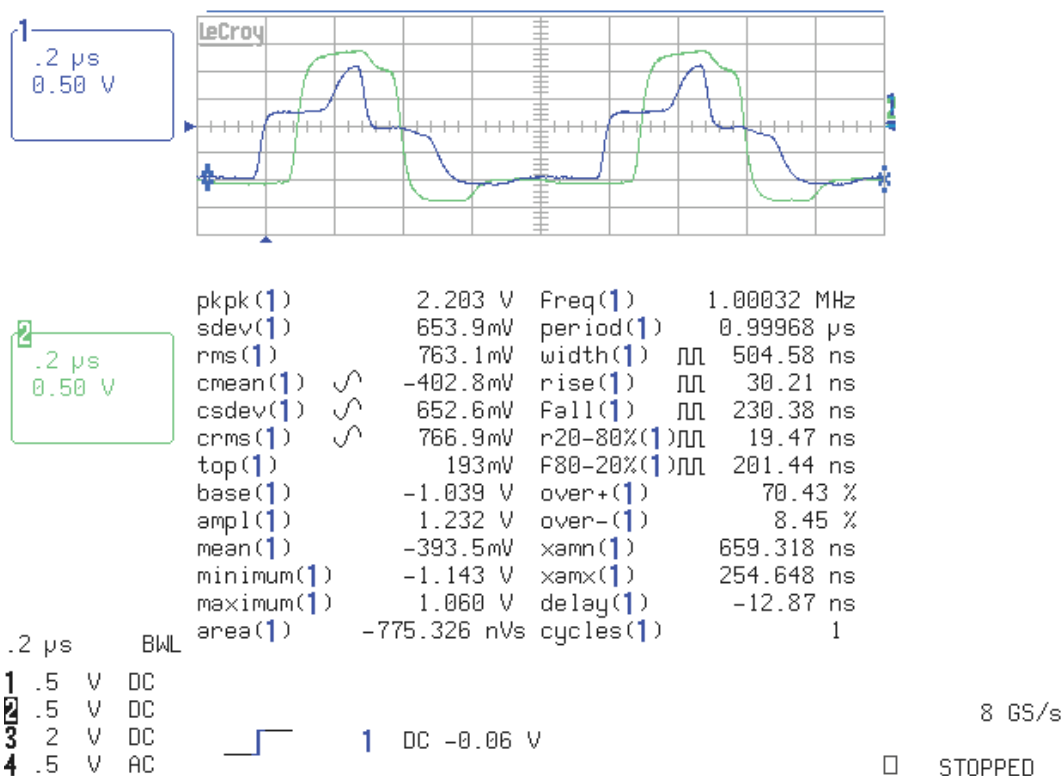


Medida de la impedancia característica del cable para $L = 17$ m:

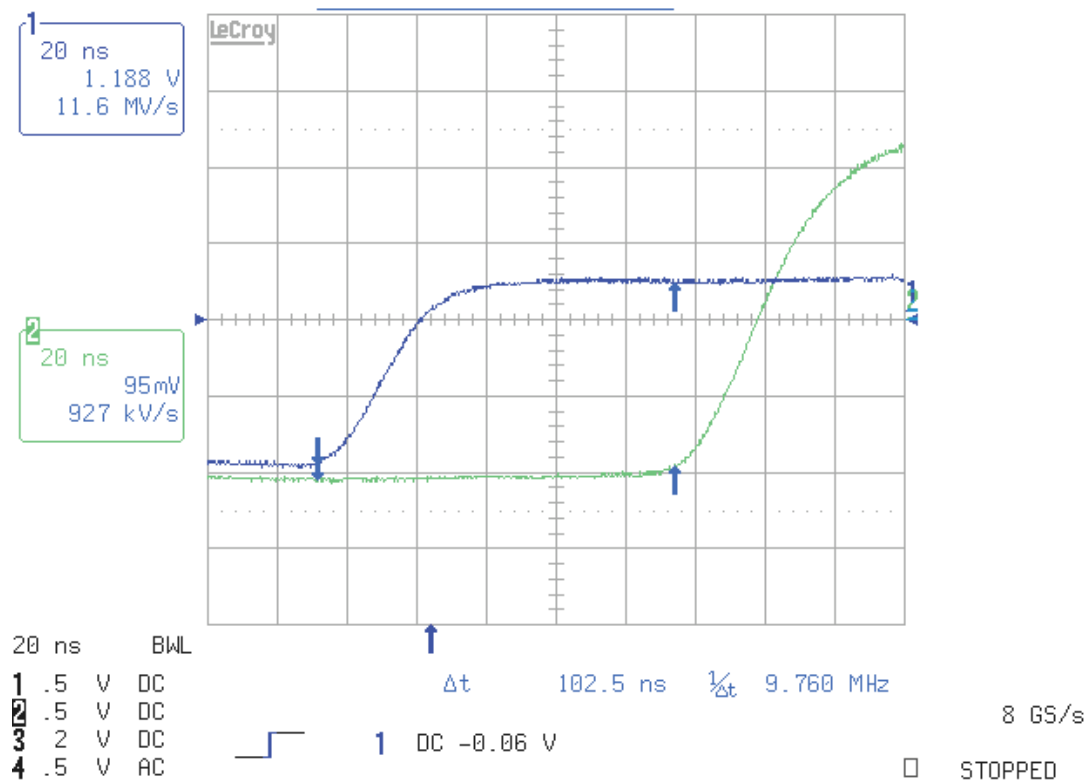
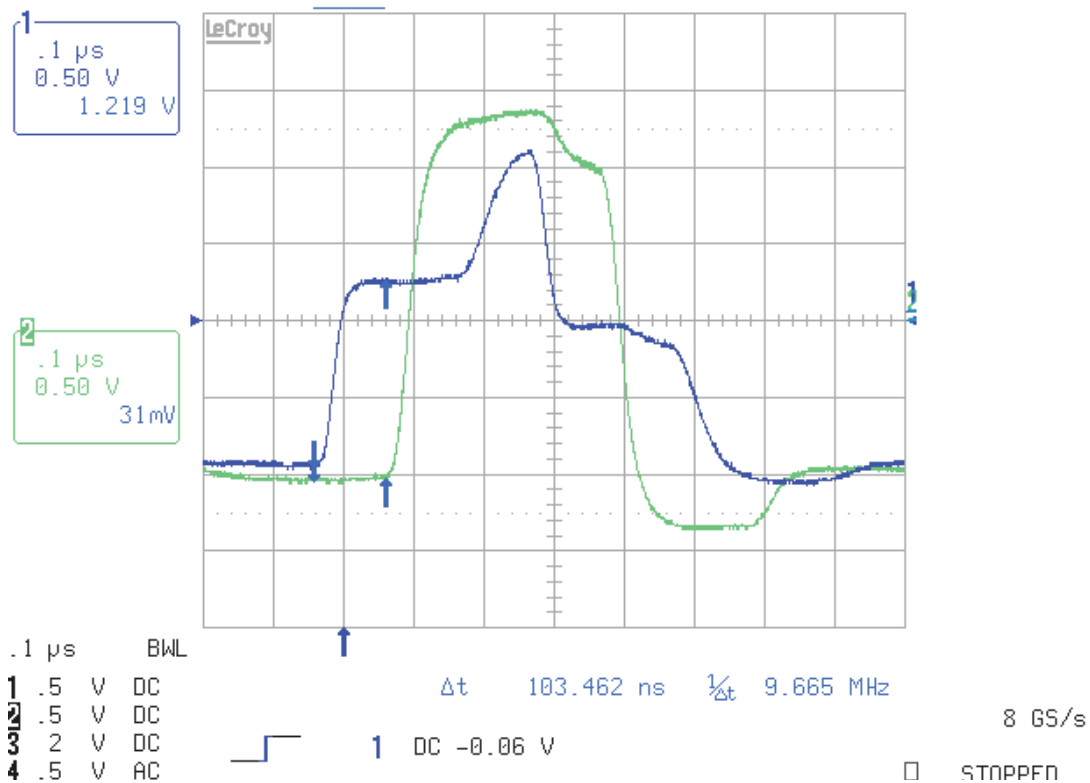


Medida de la velocidad de propagación

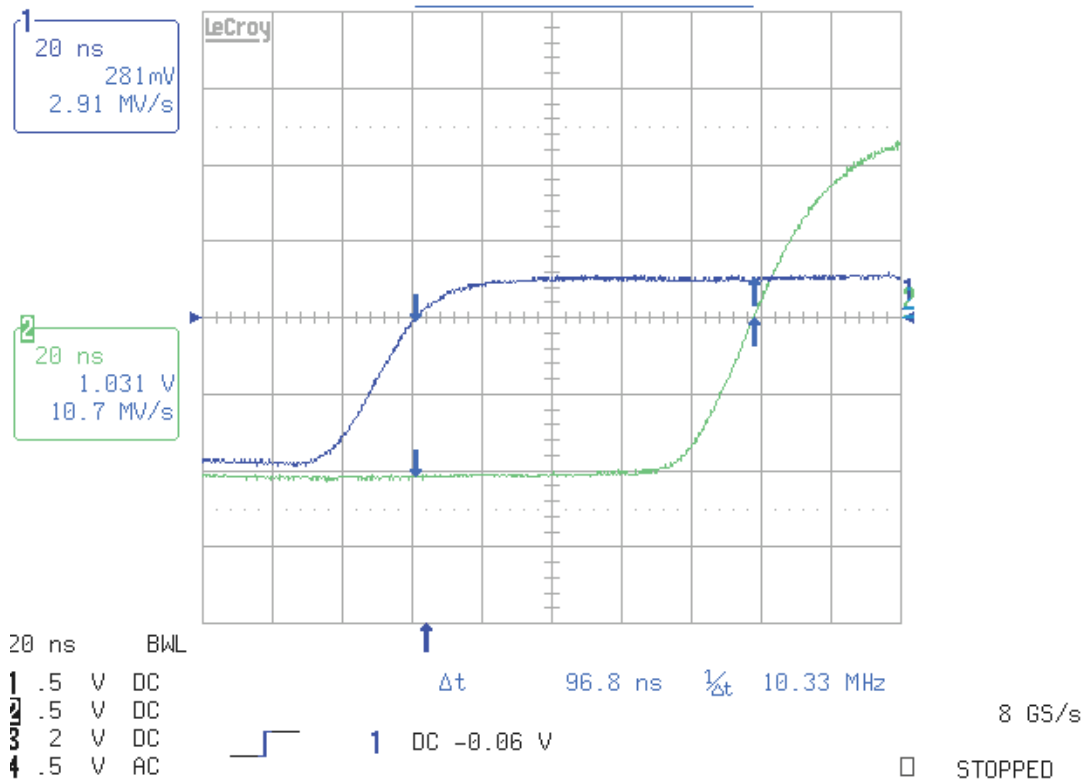
A continuación se muestran las gráficas con las medidas de ambos canales: al inicio del cable (canal 1) y al final del cable (canal 2):



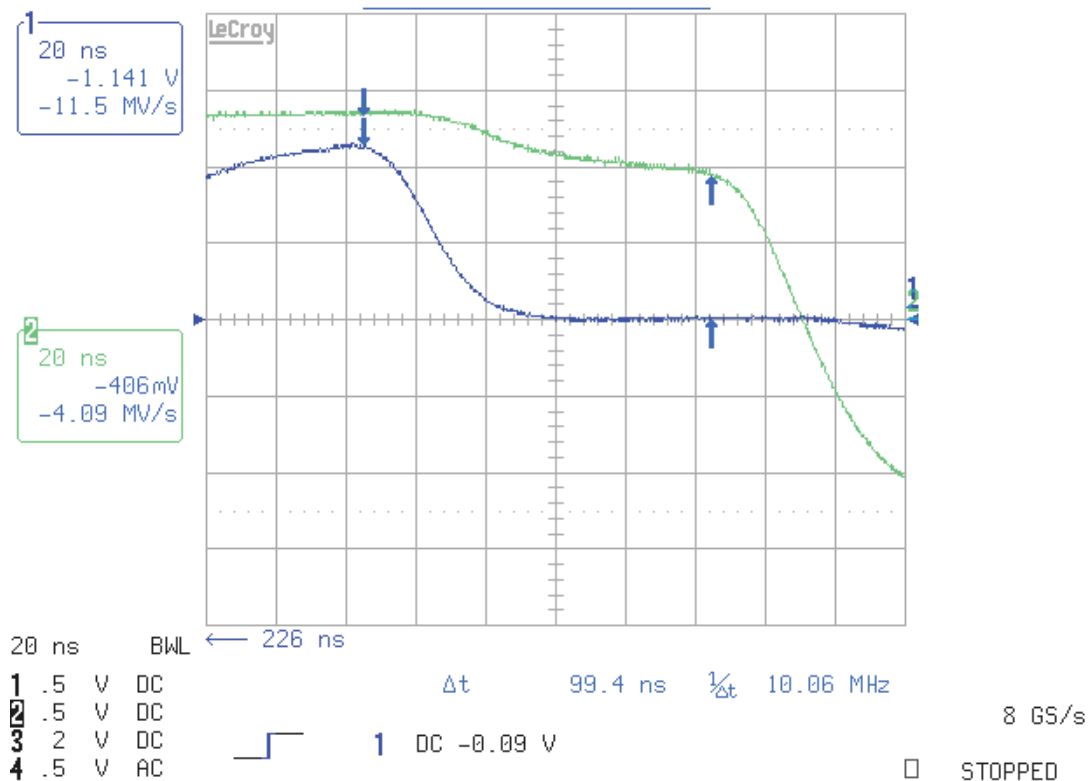
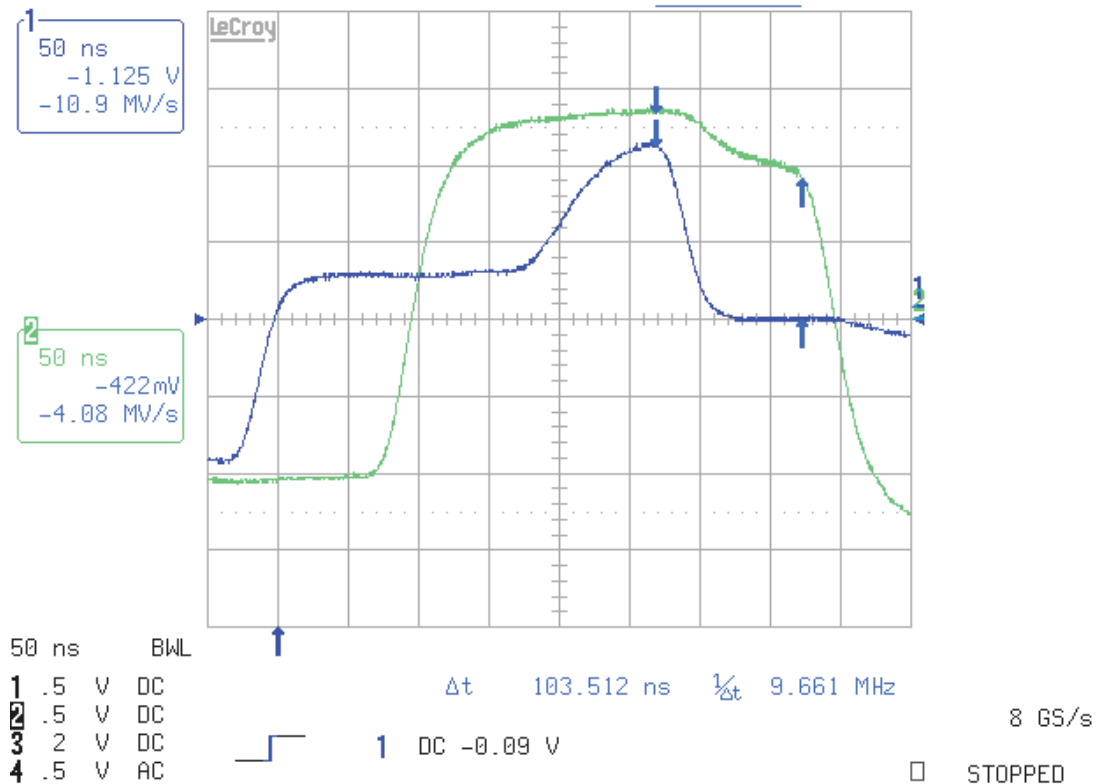
Medida antes de comenzar la rampa de subida del pulso:



Medida en el paso por cero:



Medida en el comienzo de la rampa de bajada del pulso:



En la siguiente tabla se recogen los datos que ofrecen las gráficas:

	$L_{\text{conductor}} \text{ (m)}$	$t_{\text{desfase}} \text{ (ns)}$	$v_{\text{transmisión}} \text{ (m /}\mu\text{s)}$
Antes de la pendiente de subida	17	102,500	165,853
En el paso por cero	17	96,800	175,619
Antes de la pendiente de bajada	17	99,400	171,026


Al igual que cuando se ha medido el tiempo de desfase en los cables de 4,20 y 8,80 m, no tiene mucho sentido medir en el paso por cero, con lo cual haciendo el cálculo medio para las otras dos medidas, la velocidad de transmisión del cable es de 168,439 m / μ s.

Comparación de medidas según la longitud el cable.

En las páginas siguientes se muestran las gráficas que comparan las medidas efectuadas en el cable de 4,20 m, 8,80 m y en el de 17 m. Y a continuación se muestran unas tablas que recogen los datos que se han ido calculando previamente: los ajustes a los esquemas RL y RC, los valores de la impedancia a 1 MHz y los cálculos de $Z_{OC} = \sqrt{Z_{CA} \cdot Z_{CC}}$.

Comparando las medidas del método 1, es decir, la medición de la impedancia de fase:

Si primeramente observamos las gráficas vemos que en su módulo sí existen diferencias entre las distintas medidas aunque guardando cierta proporcionalidad, pero sí se mantiene un argumento idéntico en ellas. Esto se aprecia mejor en la tabla:

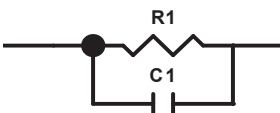

Longitud del cable (m)			Impedancia a 1 MHz	
	R (Ω)	L (μ H)	Z (Ω)	Argumento Z
4,20	0,10542	5,742	34,91	88,9974°
8,80	0,22333	12,034	71,34	88,9488°
17	0,44081	22,116	130,01	89,6547°
Relación entre medidas				
$\frac{8,80}{4,20} = 2,095$	2,118	2,095	2,043	-
$\frac{17}{8,80} = 1,931$	1,973	1,837	1,822	-

Se puede observar que el cable se comporta de forma resistiva a bajas frecuencia y es a frecuencias mayores cuando puede considerarse una inductancia. A 1 MHz el argumento sea cual sea la longitud es muy cercano a 90° (caso ideal de inductancia).

Comparando las medidas del método 2: impedancias en circuito abierto y en cortocircuito.

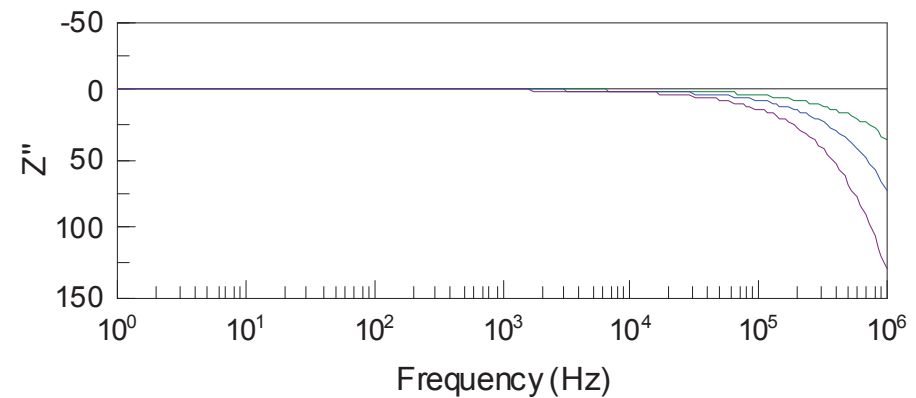
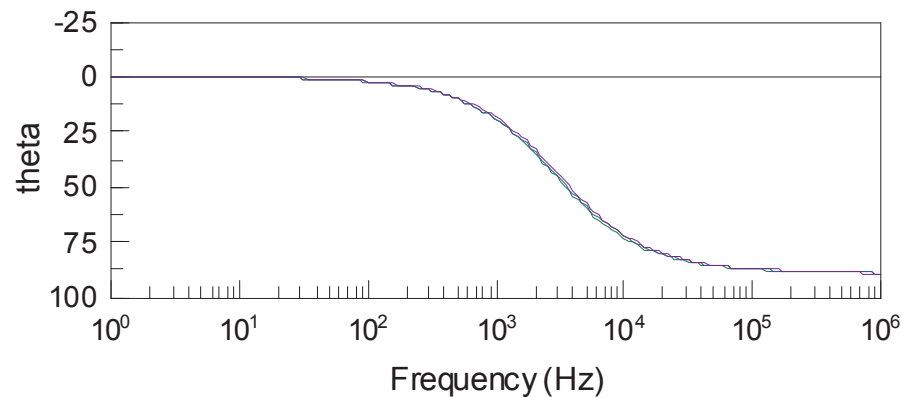
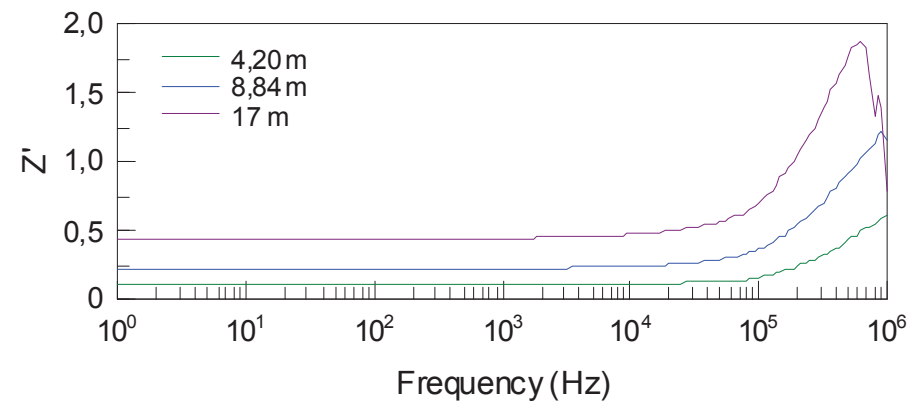
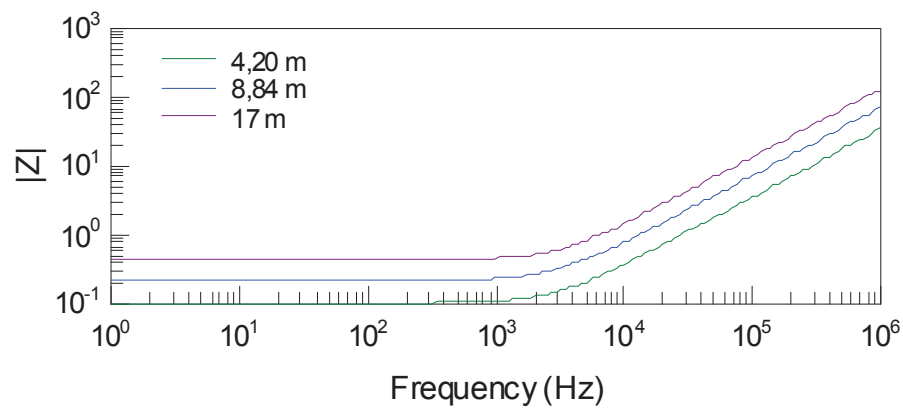
Si observamos las gráficas de las páginas siguientes existen diferencias proporcionales en el módulo tanto de la impedancia en circuito abierto, como en cortocircuito, y por supuesto en la impedancia resultante del cálculo de la raíz (puesto que depende de las dos anteriores). Se nota una diferencia de argumentos de las impedancias en circuito abierto, aunque a altas frecuencias todas las medidas tienden a -90° , mientras que en el caso del cortocircuito el argumento es casi idéntico para las tres longitudes del cable; con lo cual la impedancia resultante ofrece diferencias entre las medidas a bajas frecuencias.

En la tabla se recoge la proporcionalidad entre medidas, y se observa que en la impedancia resultante al hacer la raíz del producto de Z_{CA} y Z_{CC} se mantienen unos valores prácticamente constantes a altas frecuencias, y que no tienen mayor diferencia que la derivada de los errores propios de las medidas:

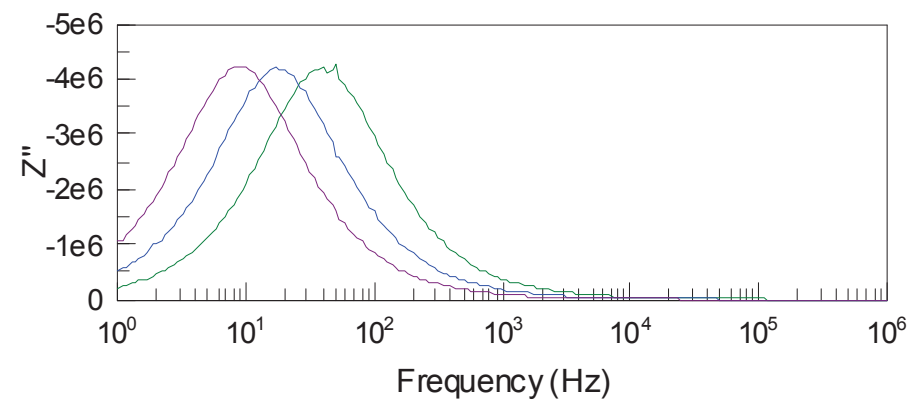
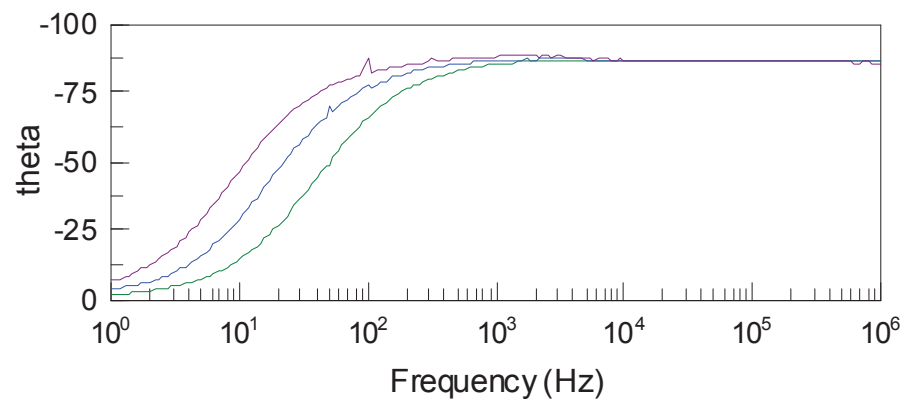
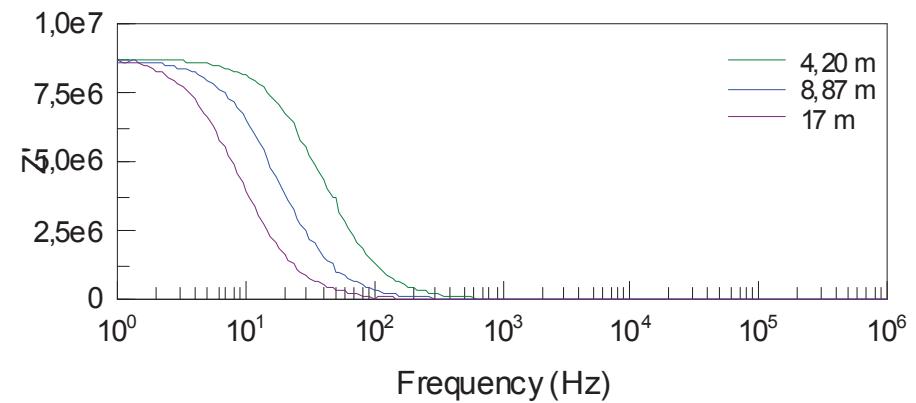
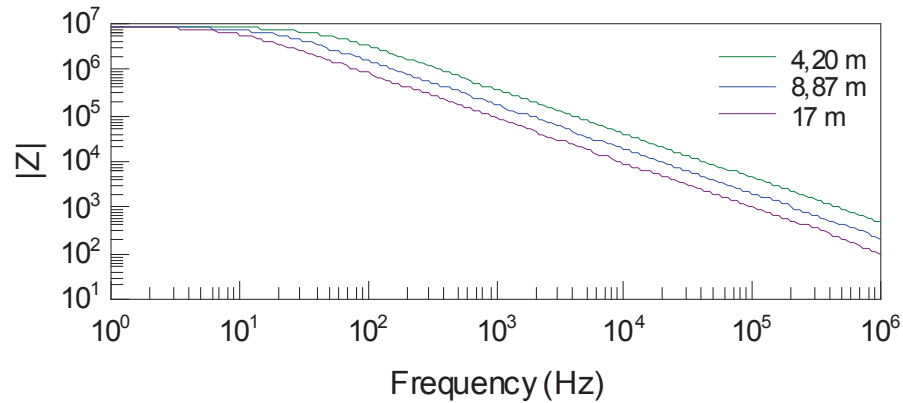
L (m)	Z_{CA} 		Z_{CC} 		$Z_{OC} = \sqrt{Z_{CA} \cdot Z_{CC}}$ Impedancia a 1 MHz	
	R (M Ω)	C (F)	R (Ω)	L (μ H)	Z (Ω)	Argumento Z
4,20	8,4903	0,3931 e-9	0,14159	2,4665	83,33	0,2870°
8,80	8,4274	0,8627 e-9	0,29895	4,9409	76,15	-0,1351°
17	8,4956	1,7137 e-9	0,58780	9,6926	78,76	0,2310°
Relación entre medidas						
$\frac{8,80}{4,20} = 2,095$	-	2,194	2,111	2,003	-	-
$\frac{17}{8,80} = 1,931$	-	1,986	1,966	1,961	-	-
Promedio					79,41	0,1276°

Ante los resultados de la tabla cabría preguntarse porqué el ajuste en el circuito RC paralelo (impedancia en circuito abierto) no demuestra la proporcionalidad de la parte real frente a la frecuencia que muestran las gráficas. Lo que estamos midiendo es la capacidad entre los conductores que se alojan dentro del cable; a la hora de calcular la relación entre la resistencia y la longitud del cable esta es una relación hiperbólica.

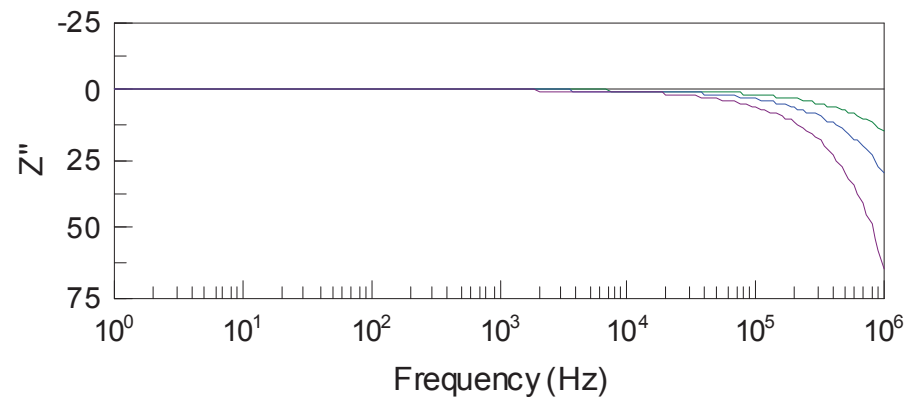
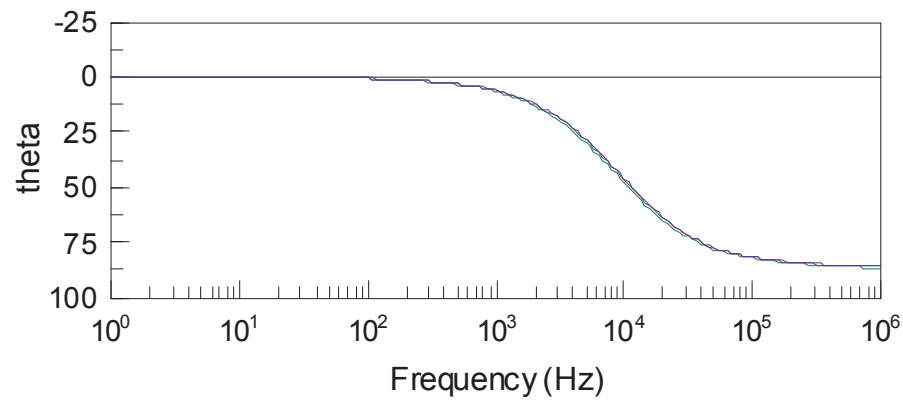
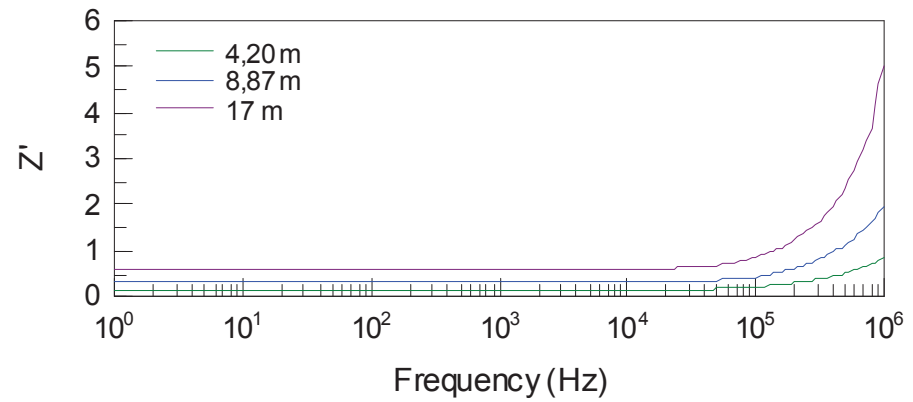
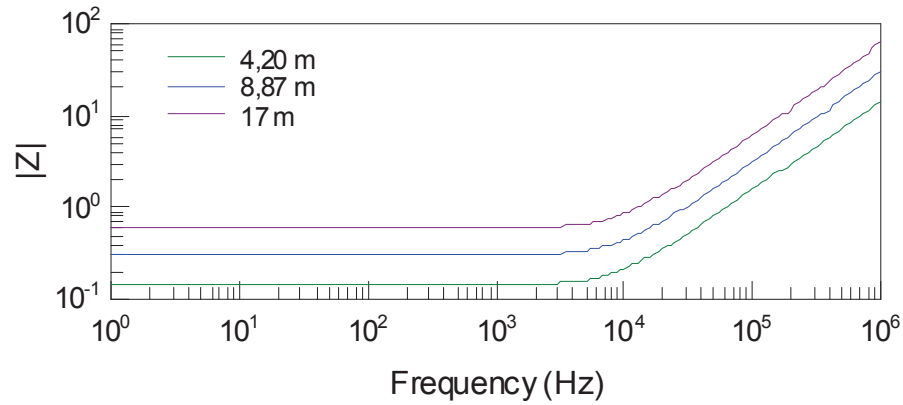
Comparación entre las medidas de la impedancia de fase:



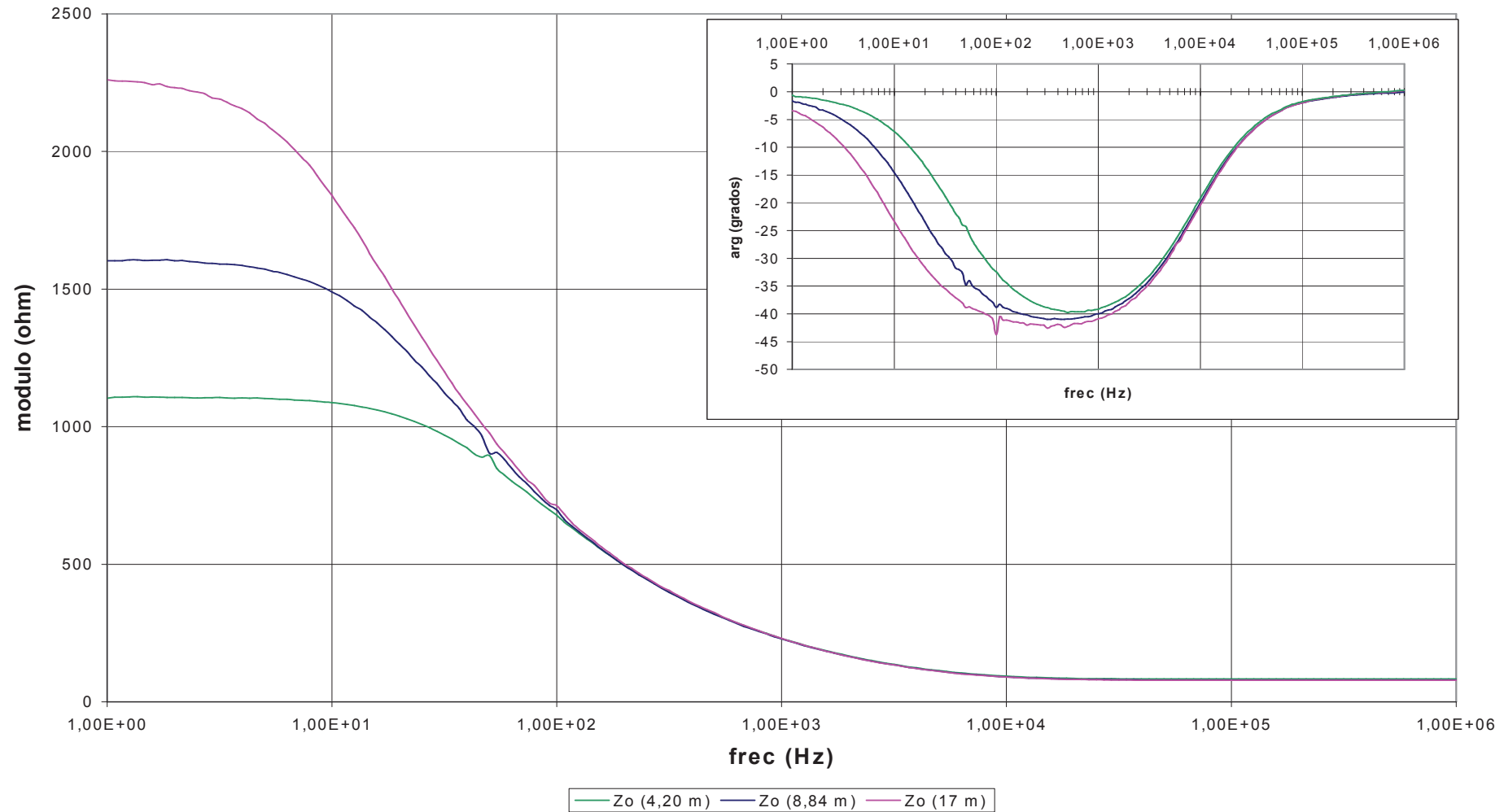
Comparación entre las medidas de la impedancia en circuito abierto:



Comparación entre las medidas de la impedancia en cortocircuito:



Comparación entre las medidas de la impedancia $Z_C = \sqrt{Z_{OC} \cdot Z_{SC}}$:



Comparación entre los dos métodos para medir la impedancia característica:

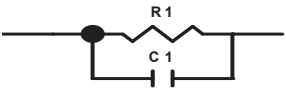

En la gráfica se ve como ambos métodos dan resultados totalmente distintos.

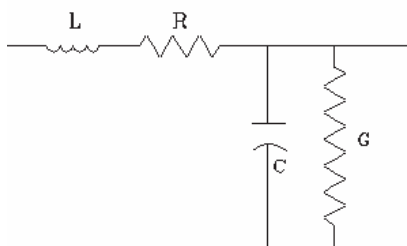
En el primer método a frecuencias inferiores a 10 kHz resulta una impedancia muy pequeña (menor que 1Ω), valor que se mantiene aproximadamente constante hasta que a partir de los 10 kHz comienza a aumentar de forma lineal. Se observa que para las tres longitudes de cable la respuesta frente a la frecuencia es proporcional entre cada una de ellas, siendo mayor el valor de la impedancia cuanto mayor es la longitud. Este hecho parece reflejar que este método no es válido para medir la impedancia característica del cable, que debe ser la misma sea cual sea la longitud del cable.

En el segundo método, las medidas son más o menos constantes, con valores entre los 1000 y los 3000 Ω (dependiendo de la longitud del cable) hasta una frecuencia de 5 Hz, donde este valor de impedancia comienza a converger para distintas longitudes de cable y comienza a decaer hasta una frecuencia de 20 kHz donde permanece con un valor aproximadamente constante de unos 80 Ω . Este segundo método si parece ofrecernos la información sobre el comportamiento del cable, independientemente con la longitud y con la frecuencia, una vez superada la frecuencia de 20 kHz.

Así pues, este segundo método es el que nos da el valor de la impedancia característica del cable, cuyo valor promedio es $Z_{OC} = 79,41 \mid 0,1276^\circ$.

La impedancia característica de un cable es independiente de su longitud, con lo cual representaremos el circuito equivalente con parámetros distribuidos expresando las medidas resultantes del circuito abierto (G'_{CA} y C'_{CA}) y del cortocircuito (R'_{CC} y L'_{CC}) en por unidad de longitud:

Longitud (m)	Z_{CA}		Z_{CC}	
				
	R (K Ω /m)	C (pF/m)	R (Ω /m)	L (μ H/m)
4,20	2021,50	93,59	0,03371	0,5872
8,80	953,33	97,59	0,03381	0,5589
17	499,74	100,80	0,03457	0,5701
Promedio	-	97,32	0,03403	0,5720



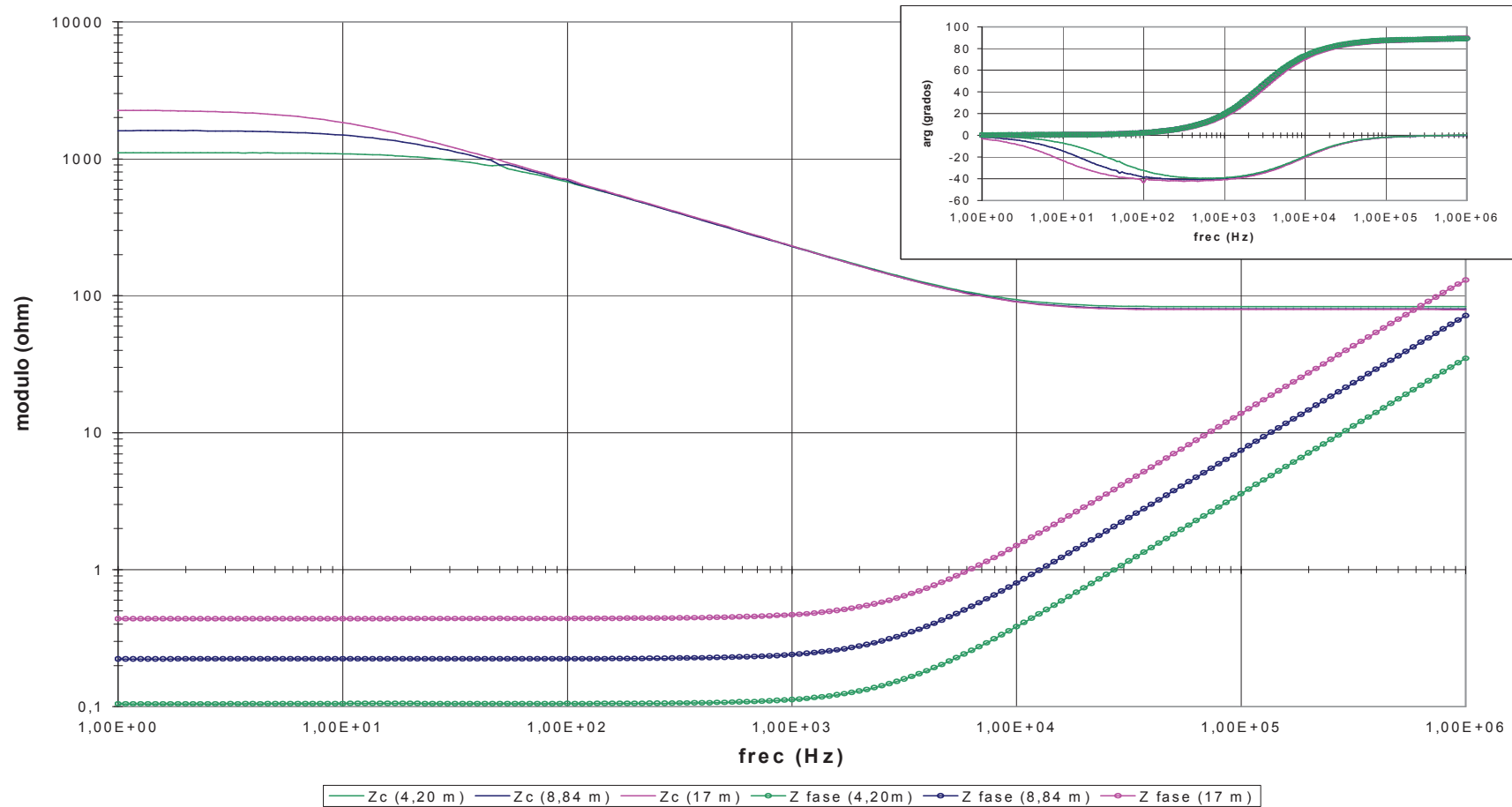
$$R = 0,03403 \Omega/m$$

$$L = 0,5720 \mu H/m$$

$$C = 97,32 \text{ pF/m}$$

$$G = 0,1182 \mu S$$

Comparación entre los dos métodos para medir la impedancia característica:



Comparando las medidas de la velocidad de propagación:

En la tabla que se muestra a continuación se ha efectuado el valor medio de las velocidades de transmisión:

Longitud del cable (m)	Velocidad de transmisión (m / μ s)
4,20	172,145
8,80	168,574
17	168,439
Promedio	169,719

Si despreciamos las pérdidas en la línea podemos expresar tanto la velocidad de transmisión como la impedancia característica como función de L y C en por unidad de longitud:

$$v_{prop} = \frac{1}{\sqrt{L'_{OC} C'_{OC}}} \quad Z_{OC} = \sqrt{\frac{L'_{OC}}{C'_{OC}}}$$

Según las experiencias obtenidas la velocidad de transmisión tiene un valor entorno a los 170 m/ μ s, y la impedancia característica tiene un valor de unos 79 Ω . Si resolvemos el sistema de ecuaciones planteado:

$$\left. \begin{aligned} v_{prop}^2 &= \frac{1}{L' C'} \Rightarrow C' = \frac{1}{L' v_{prop}^2} \\ Z_{OC}^2 &= \frac{L'}{C'} \Rightarrow C' = \frac{L'}{Z_{OC}^2} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \frac{1}{L' v_{prop}^2} = \frac{L'}{Z_{OC}^2} \Rightarrow Z_{OC}^2 = L'^2 v_{prop}^2 \Rightarrow L' = \frac{Z_{OC}}{v_{prop}}$$

Sustituyendo:

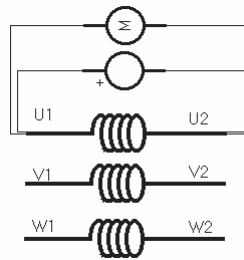
$$L' = \frac{Z_{OC}}{v_{prop}} = \frac{79}{170 \cdot 10^6} = 0,46 \cdot 10^{-6} = 0,46 \mu H / m$$

$$C' = \frac{L'}{Z_{OC}^2} = \frac{1}{L' v_{prop}^2} = \frac{0,46 \cdot 10^{-6}}{79^2} = 73,7 \cdot 10^{-12} = 73,7 pF / m$$

Comparando estos valores con los resultantes de las medidas, en las que por supuesto, hay pérdidas, vemos que tienen el mismo orden de magnitud: $C' = 97,32 pF/m$ y $L' = 0,5720 \mu H/m$. Esto parece indicar que las medidas son fiables, y que podemos modelizar el cable con estos resultados.

Impedancia característica del motor

Para medir la impedancia característica del motor se ha utilizado también el analizador de frecuencias SOLARTRON. Se determinó su valor alimentado uno de los devanados con una tensión de 1 V, efectuando un barrido de frecuencia desde 1 Hz hasta 10 MHz y se midió entre sus terminales tomando 30 puntos por década.

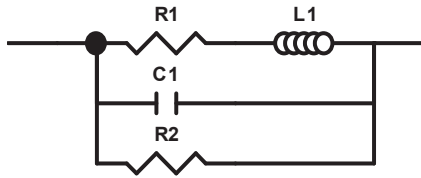


En estas gráficas se observa como a partir de unos 46 kHz el módulo comienza a disminuir y el argumento se vuelve negativo hasta casi -90° (caso ideal de un condensador), esto quiere decir que el motor deja de comportarse de forma inductiva para pasar a hacerlo de forma capacitiva.

Para representar este comportamiento mediante un esquema eléctrico se debe tener en cuenta que el esquema no debe darnos solamente información sobre el valor del pico de tensión que el motor aguanta cuando se energiza, sino también sobre como se distribuye la tensión en su interior y como es su respuesta oscilatoria. Al igual que en el cable se utiliza un modelo de parámetros distribuidos.

El esquema equivalente de una máquina asíncrona funcionando a frecuencia industrial de 50 Hz consiste básicamente en una impedancia de carácter inductivo (circuito RL en serie), pero además en este modelo, para caracterizar el funcionamiento a altas frecuencias, se tendrá en cuenta que existe un aislamiento entre las espiras del propio devanado que podemos representar mediante capacidades teniendo en cuenta su carácter real mediante una resistencia conectándola en paralelo.

Los valores siguientes son el resultado de los ajustes de los datos medidos en los devanados U, V y W respectivamente y ajustados al esquema equivalente:



Element	Freedom	Value	Error	Error %
R1	Free(+)	103	2,0294	1,9703
L1	Free(+)	0,17239	0,0027067	1,5701
C1	Free(+)	7,8577E-11	1,3241E-12	1,6851
R2	Free(+)	69210	2946,3	4,257

Element	Freedom	Value	Error	Error %
R1	Free(+)	104	1,9484	1,8735
L1	Free(+)	0,1717	0,0025641	1,4934
C1	Free(+)	7,768E-11	1,2433E-12	1,6005
R2	Free(+)	69341	2824,2	4,0729

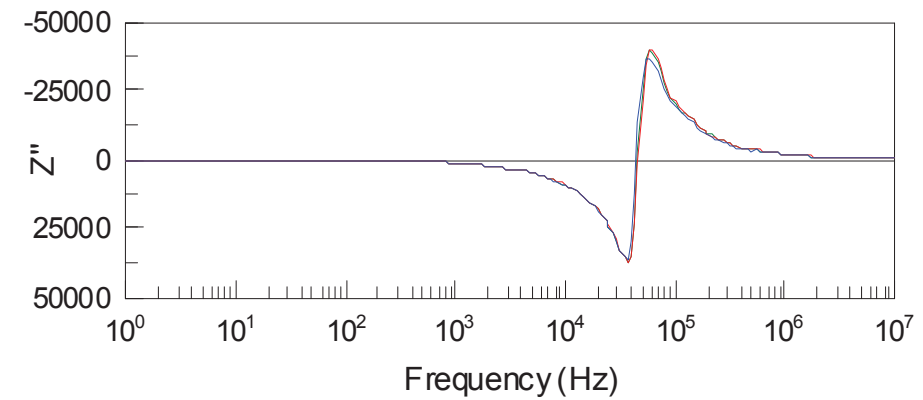
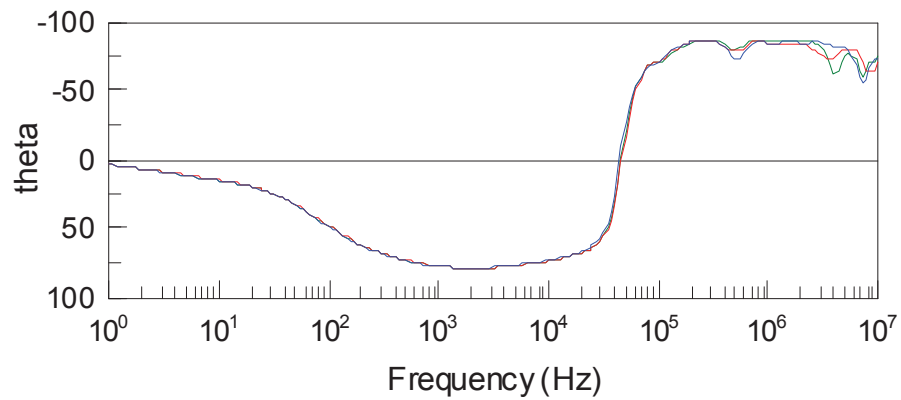
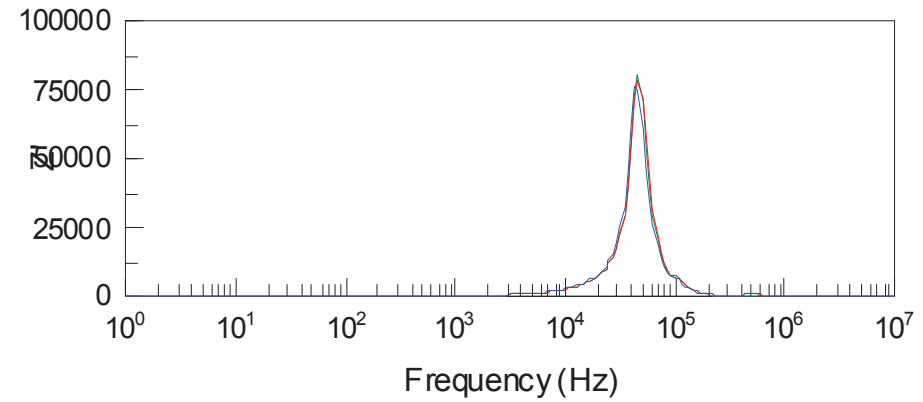
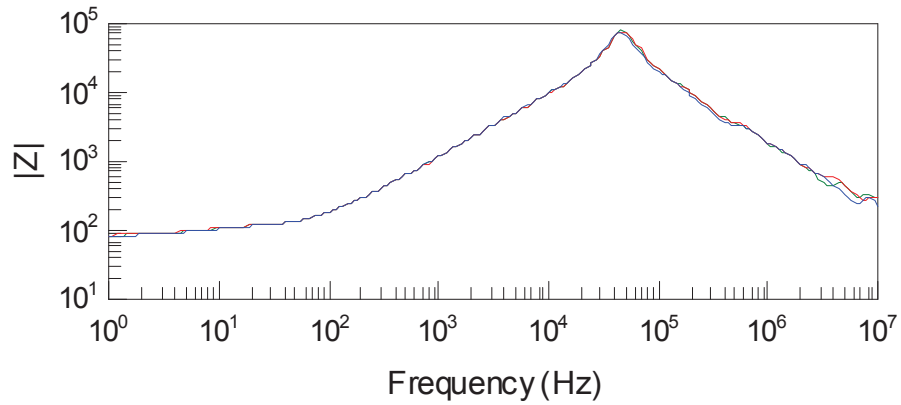
Element	Freedom	Value	Error	Error %
R1	Free(+)	102,4	1,9116	1,8668
L1	Free(+)	0,17418	0,0025922	1,4882
C1	Free(+)	8,3826E-11	1,3296E-12	1,5861
R2	Free(+)	66113	2642	3,9962

Como vemos en las gráficas los valores no son muy distintos para un devanado u otro, con lo que podemos modelar el circuito con los valores medios:

	R1 (Ω)	L1 (mH)	C1 (pF)	R2 (k Ω)
U	103	172,39	78,57	69,210
V	104	171,70	77,68	69,341
W	102,4	174,18	83,826	66,113
Promedio	103,13	172,75	80,02	68,221

El valor de la impedancia a 1 MHz es $Z_{OM} = 1854,2 \mid -85,045^\circ \Omega$.

Medida de la impedancia de fase de un devanado del motor:



Comparación entre las impedancias características del motor y del cable.

Cálculo de los índices de reflexión y refracción.

Si anotamos los valores de las impedancias características para el motor y el cable descubrimos que son bastante distintos a la frecuencia de 1 MHz:

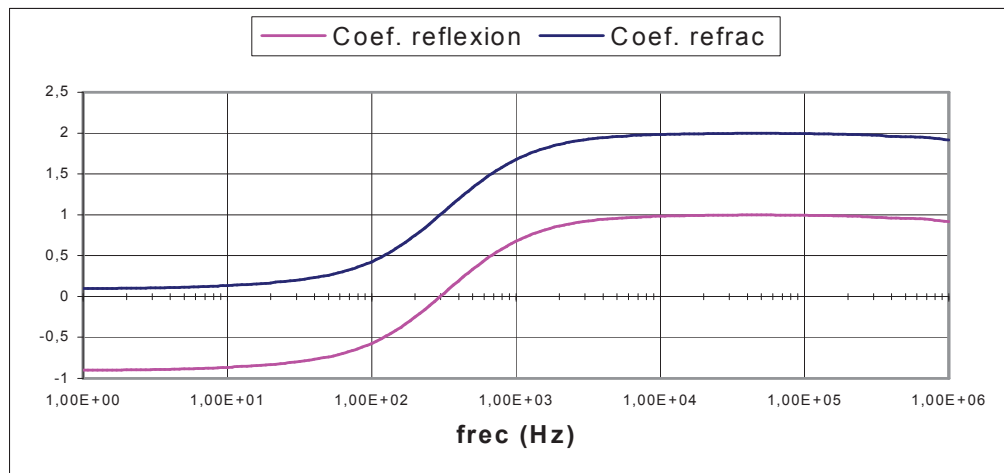
	$ Z $ (Ω)	Argumento	Z' (Ω)	Z'' (Ω)
Motor	1854,2	-85,045°	160,15	-1847,2
Cable	79,41	0,1276°	79,40	0,1768

Al ser la impedancia del motor (Z_{OM}) bastante más grande que la impedancia del cable (Z_{OC}), la onda viajera que se transmite a lo largo del cable se encuentra con una discontinuidad y se producen dos fenómenos para salvarla: una reflexión que se superpone a la onda incidente e intenta equilibrar las tensiones e intensidades a través del cable y una refracción que penetra en el motor salvando la discontinuidad.

Estos dos fenómenos se cuantifican con los coeficientes de reflexión (Γ_2) y refracción (Γ_3) que tienen las siguientes expresiones:

$$\Gamma_{2motor} = \frac{Z_{OM} - Z_{OC}}{Z_{OM} + Z_{OC}} \quad \Gamma_{3motor} = \frac{2Z_{OM}}{Z_{OM} + Z_{OC}}$$

En la siguiente gráfica se ve como varían ambos coeficientes con respecto a la frecuencia:



A partir de 10 kHz, ambos coeficientes son constantes con unos valores muy cercanos a su valor máximo. En el peor de los casos el **coeficiente de reflexión** vale 1 y el **coeficiente de refracción** 2. Los datos para la frecuencia de 1 MHz son $\Gamma_{2motor} = 0,916$ y $\Gamma_{3motor} = 1,916$.

El coeficiente de reflexión en el convertidor es $\Gamma_{2convertidor} = -1$, ya que la tensión en sus bornes siempre se mantiene constante.

$\Gamma_{2 \text{ convertidor}} = -1$ $\Gamma_{2 \text{ motor}} = 0,916$

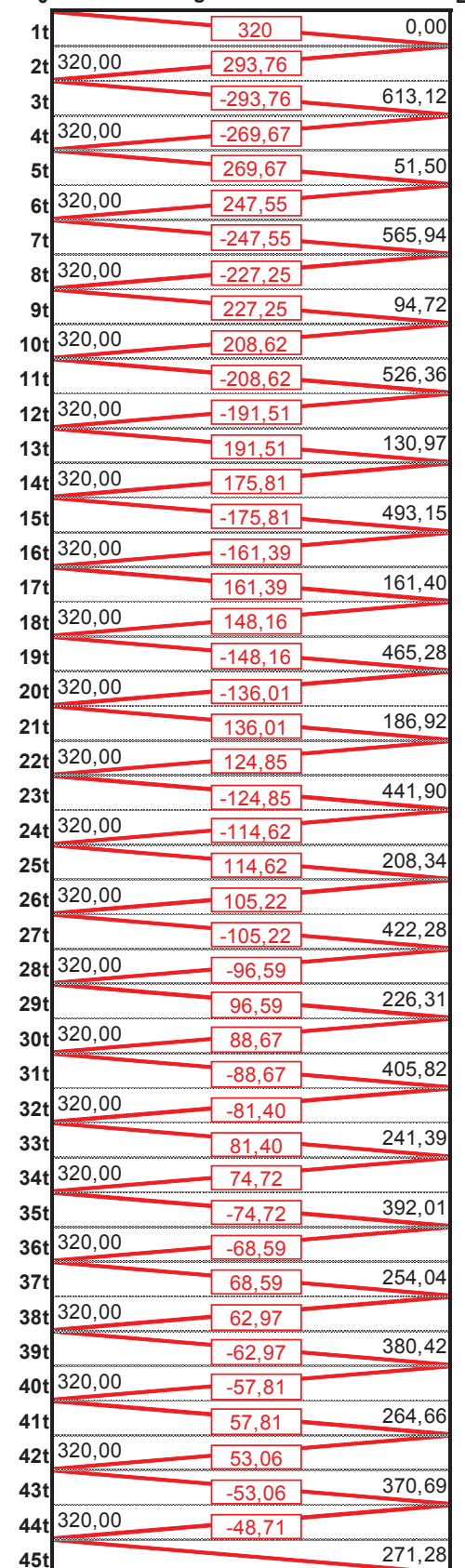


Diagrama de Lattice

Utilizando los coeficientes de reflexión para el convertidor y para el motor, se ha dibujado el diagrama de Lattice.

En el eje horizontal se representa la longitud del cable, de tal forma que se puede conocer el valor de la tensión reflejada en cualquiera punto de la línea.

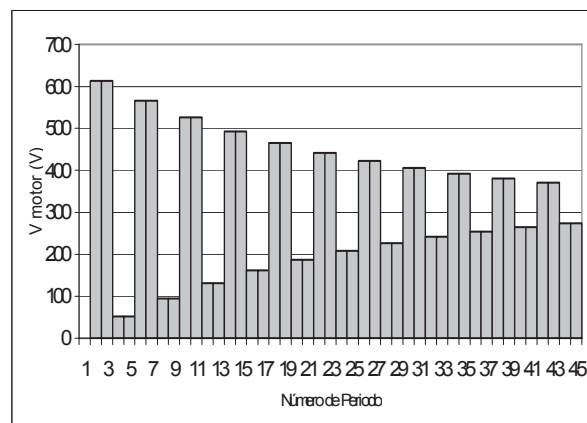
En el eje vertical se representa el tiempo de transmisión t que se define como:

$$t_{prop} = \frac{L_{cable}}{170m / \mu s}$$

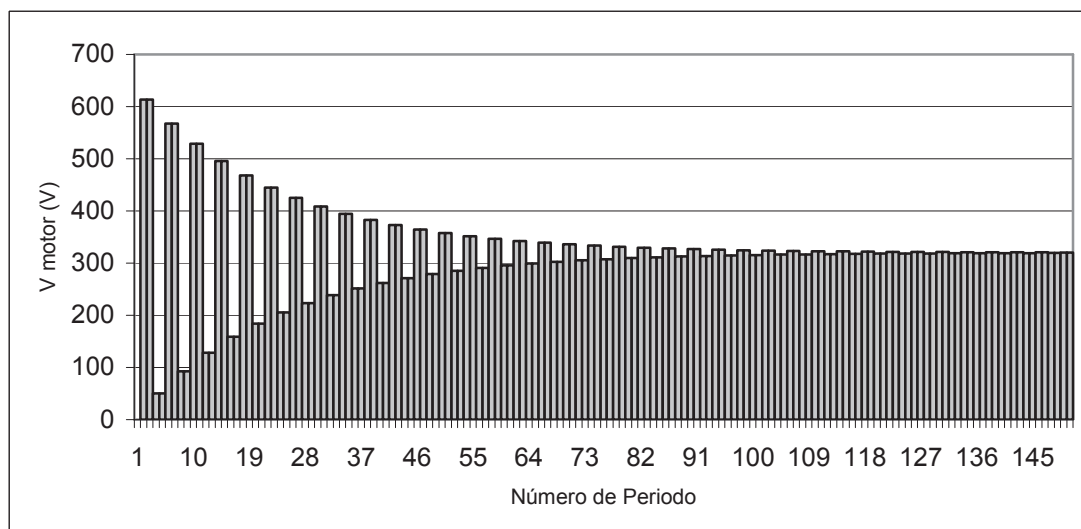
Así podemos saber en cada instante de tiempo cual es la tensión reflejada y cual su valor resultante.

La onda incidente tiene un valor inicial de 320 V como se muestra en el primer recuadro rojo, cuando llega al final de la línea se refleja con un valor $\Gamma_{2 \text{ motor}}$, y cuando la onda reflejada llega de nuevo al comienzo de la línea se vuelve a reflejar con un factor $\Gamma_{2 \text{ convertidor}}$.

En la gráfica de abajo se ha representado el valor de tensión al final de la línea, es decir la tensión que ve el motor, después de 45 periodos.



El siguiente gráfico también representa la tensión en el motor, pero para un número mayor de periodos, para observar cuando se estabiliza la onda, que lo hace alrededor del periodo número 90:



Cálculo de la longitud crítica

En la siguiente tabla se ha calculado el tiempo de transmisión para las distintas longitudes:

L (m)	$t = \frac{L_{cable}}{170 \text{ m} / \mu s} \text{ (ns)}$
1,50	8,823
2,50	14,705
3,50	20,588
4,20	24,705
5,40	31,764
8,80	51,760
13,20	77,647
17,00	100,000
18,20	107,058
20,50	120,588
34	200

← L crit para trise = 50 ns

← L crit para trise = 100 ns

← L crit para trise = 400 ns

Podremos calcular la longitud crítica del cable considerando que si el tiempo de propagación de la onda que viaja desde el inversor hasta el motor es mayor que 1/2 el tiempo de subida del inversor, entonces se producirá una reflexión plena, que en el caso ideal será el doble de la tensión de alimentación del inversor.

SOBRETENSIONES SEGÚN LA LONGITUD DEL CABLE

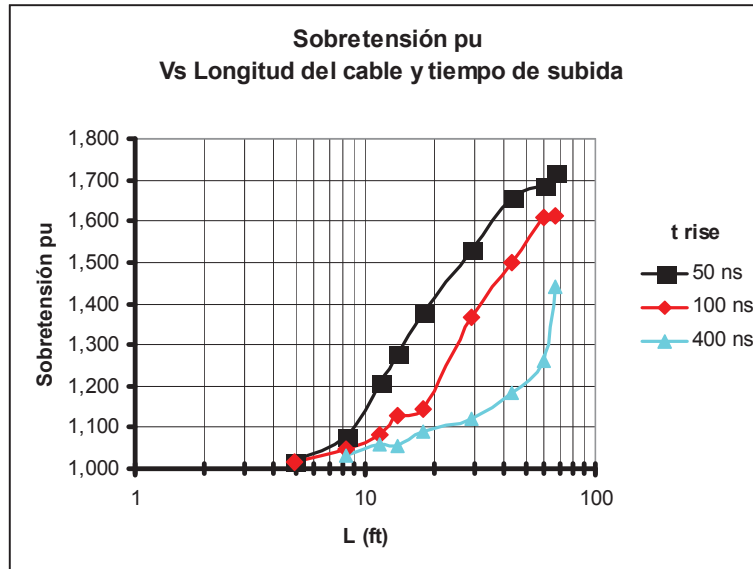
Una vez calculado el coeficiente de reflexión $\Gamma_{2 \text{ motor}} = 0,916$, y la sobretensión máxima esperada de 613 V que determinamos en el diagrama de Lattice, vamos a observar que sucede con ellas dependiendo de la longitud del cable que se use para alimentar el sistema.

Nos interesa observar como es la sobretensión entre fases. Vamos a definir la sobretensión como el valor de tensión máximo en los terminales del motor ($V_{\text{máx F-F M}}$) y la amplitud de la tensión continua a la salida del inversor (V_{amp}).

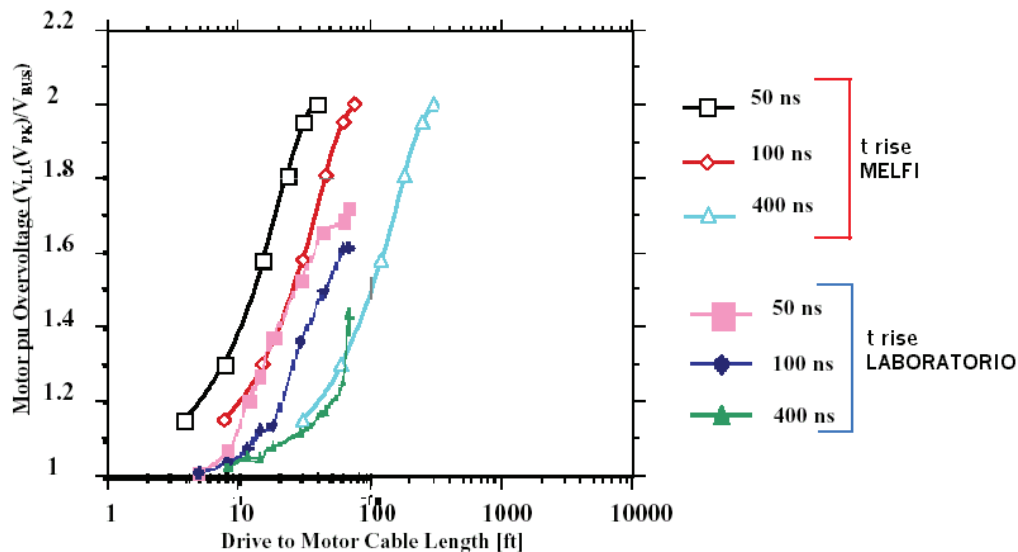
En la tabla que se muestra a continuación, se pueden observar todos los datos medidos para las distintas longitudes de cable, y también para distintos tiempos de subida. Se ha procurado que esos tiempos de subida fuesen para cada longitud lo más cercano posible a 50, 100 y 400 ns:

L (m)	T _{rise} (ns)	Ancho pulso (μs)	I _{inv} (A)	V _{inv} (V)	V _{max} F-F M (V)	V _{amp} (V)	Sobretensión
1,50	62	46	0,70	298	306	301	1,017
	80	42			309	304	1,016
	-	-			-	-	-
2,50	49	58	0,68	297	321	298	1,077
	104	27			315	301	1,047
	405	4.3			315	305	1,033
3,50	50	26	0,66	296	362	300	1,207
	96	27			324	300	1,080
	405	27			318	300	1,060
4,20	50	9	0,69	296	388	304	1,276
	96	26			334	296	1,128
	402	51			319	302	1,056
5,40	51	53	0,69	296	416	302	1,377
	98	25			341	298	1,144
	397	-			322	296	1,088
8,80	50	56	0,69	296	453	296	1,530
	95	26			394	288	1,368
	416	22			331	295	1,122
13,20	52	61	0,69	295	484	292	1,658
	98	27			466	311	1,498
	482	21			344	291	1,182
18,20	50	60	0,69	295	503	298	1,688
	93	27			488	303	1,611
	557	-			378	300	1,260
20,50	55	44	0,69	297	509	296	1,720
	100	25			494	306	1,614
	474	-			425	295	1,441

Si representamos los datos de la tabla teniendo en cuenta los tres parámetros, obtenemos la siguiente figura:



Si superponemos esta imagen a la que Melfi utiliza en su artículo:



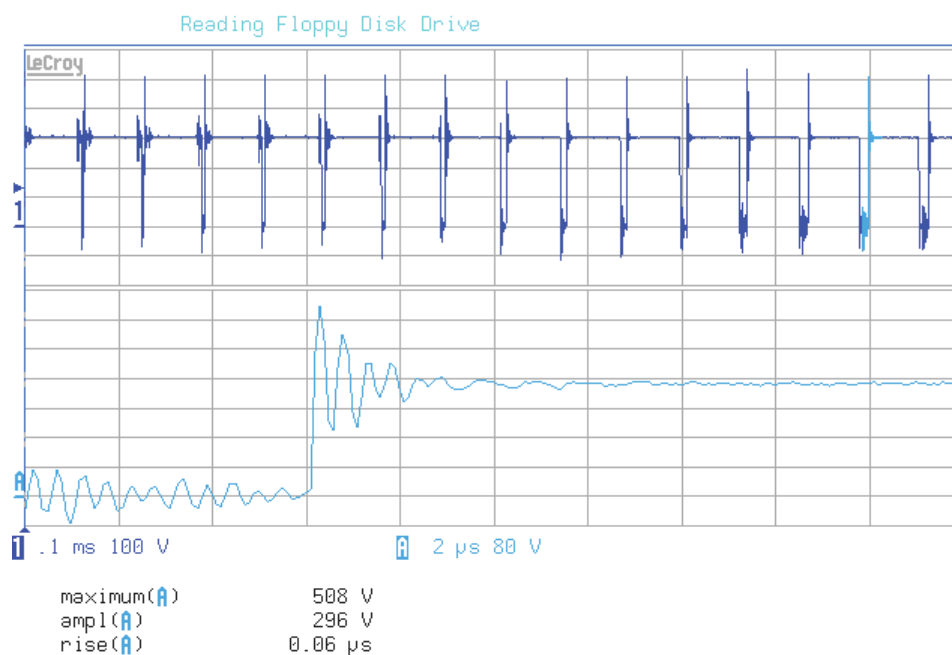
Voltage Ring Up Effect of Length and Risetime

Observamos que nuestro sistema soporta todavía mayor longitud de cable hasta llegar a una tensión de 2 pu. Y también podemos ver que las curvas que se han medido en el laboratorio de la universidad, se comportan como si se tratase de un convertidor de Melfi más lento. ¿Podría esto deberse a que el tipo de cable probablemente no sea el mismo?

Las gráficas para las medidas tomadas con 18 y 20 m muestran una serie de pulsos, y uno de ellos ampliado, donde puede apreciarse la sobretensión que es el objeto de estudio del proyecto.

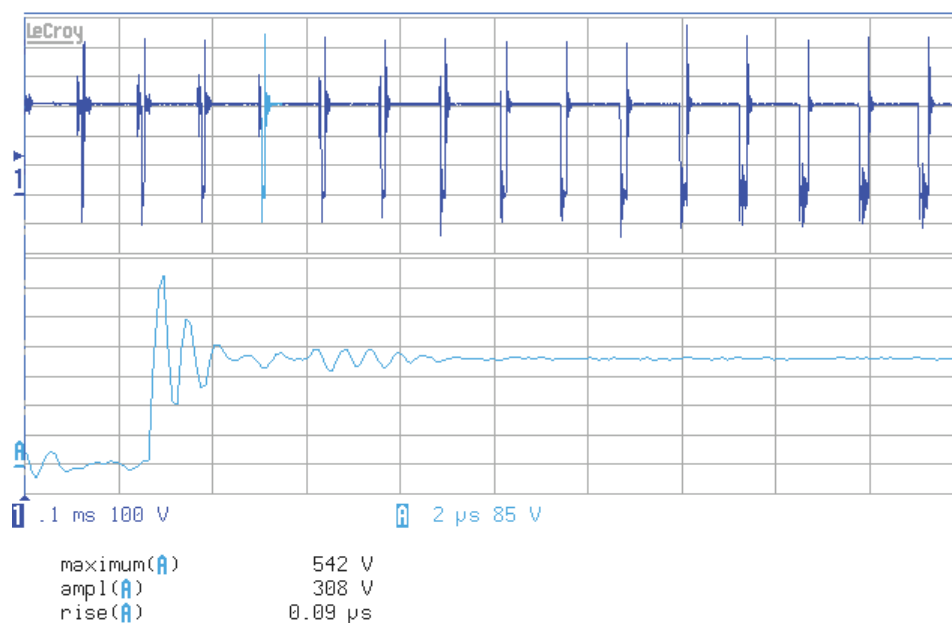
En el apartado siguiente se van a caracterizar estas ondas, con algunos parámetros que bien pueden definir la respuesta a un sistema de segundo orden.

18 m



□ STOPPED

20 m



□ STOPPED

V. Soluciones frente a la aparición de sobretensiones

Se ha comentado anteriormente que alguna de las ventajas en el uso de los inversores PWM es el ahorro energético, pero como se ha observado en el apartado anterior, cuando la longitud del cable supera la longitud crítica, aparecen sobretensiones en los devanados del motor que a largo plazo tienen efectos adversos en su aislamiento, llegando a provocar fallos en el funcionamiento del motor, y contribuyendo a la aparición de corrientes e interferencias electromagnéticas tipo EMI.

Estas sobretensiones dependen como se ha estudiado hasta ahora, del tiempo de subida de los IGBT y de la longitud del cable. En varios de los artículos que investigan sobre este mismo tema, se ha considerado también la dependencia que pueden tener con el tiempo de bajada de los IGBT y la potencia de los motores.

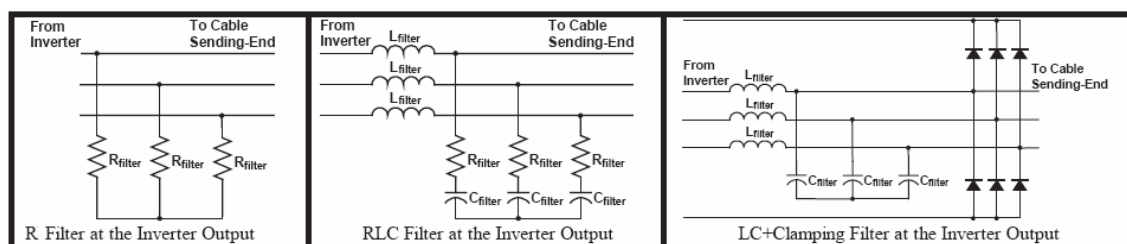
Para solucionar estos problemas, ofrecen dos alternativas:

- Aumentar la rigidez del aislamiento del cable para que soporte un mayor dV/dt
- O colocar filtros bien a la salida del inversor bien a la entrada del motor

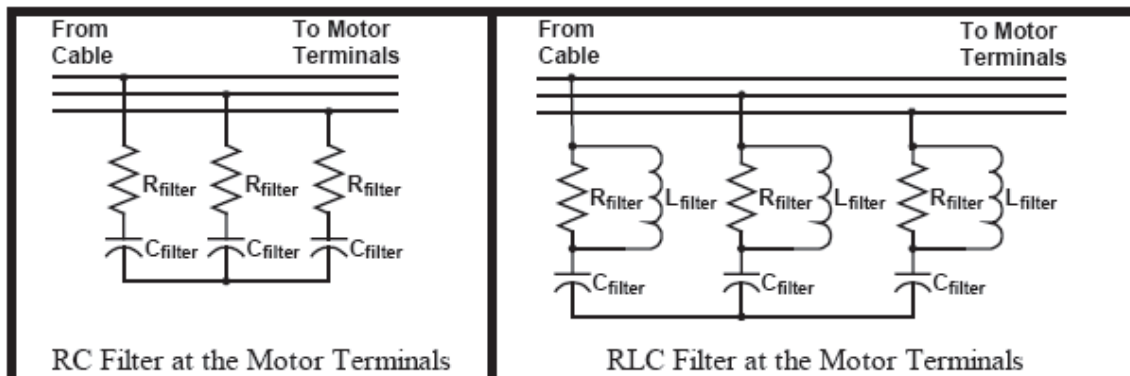
Centrándonos en la posibilidad de colocar filtros, que es una solución a priori más económica y de fácil aplicación, en algunos artículos se comenta que los resultados obtenidos con filtros colocados a la salida del inversor cumplen el objetivo de una manera más optima puesto que además de cambiar la impedancia de unión entre el cable y el motor, reducen el tiempo de subida del pulso antes de que este viaje a través del cable.

Las configuraciones propuestas en los artículos son las siguientes:

Filtros en el inversor:



Filtros en el motor:



Diseño de filtro RC en los terminales del motor

A pesar de las ventajas de colocar el filtro a la salida del inversor, para observar mejor las sobretensiones, se va a utilizar un filtro RC situado a la entrada del motor.

El objetivo del filtro es igualar las impedancias características del cable y el motor. Una vez se cumpla el objetivo, se intentará optimizar la elección de la resistencia del filtro R_F y el condensador del filtro C_F para que las pérdidas en el filtro sean mínimas y la tensión de pico obtenida sea la deseada.

Para el diseño de la resistencia se va a igualar a la impedancia característica del cable, de tal manera que según la teoría de ondas viajeras y fenómenos de reflexión, habremos igualado el coeficiente de reflexión a 0 y no se produzcan sobretensiones, ya que se habrá salvado la discontinuidad del sistema.

$$R_F = |Z_{OC}|$$

El valor de C_F se establece en función a la sobretensión esperada y las pérdidas en el filtro. Un condensador descargado se comporta como un cortocircuito ante pendientes rápidas, y como un circuito abierto ante valores de continua. La función del condensador va a ser “engañar” al pulso que viaja por el cable haciendo que la terminación $R_F = Z_{OC}$ sea óptima el tiempo suficiente para que el coeficiente de reflexión sea cero y que el filtro aparezca como un circuito abierto, lo cual disminuya las pérdidas de potencia.

Se establecen así dos condiciones para su cálculo:

- Hacer que la tensión en el condensador sea menor que el 20 % de la tensión de continua al final del tiempo de subida
- Hacer que $3\tau = 3RC$ sea menor que el tiempo de bajada del pulso, para asegurar que el condensador está a cero inicialmente

Con lo cual la expresión para el cálculo de C es:

$$C_F = -\frac{\tau_{rise}}{\ln(1-x) \cdot R_F}$$

Siendo x la sobretensión permitida.

Se calcula la potencia en función de la frecuencia de funcionamiento del inversor y el valor del condensador del filtro:

$$P_F = f_C \cdot V^2 \cdot C_F$$

Para optimizar el cálculo de R_F y C_F vamos a calcular los parámetros del filtro RC para que no resulten en un circuito sobreoscilatorio:

$$Z_{eq} = \sqrt{R_F^2 + \left(\frac{1}{\omega_F C_F}\right)^2} \cong \sqrt{\frac{L'_{OC}}{C'_{OC}}} = Z_{oc} = 80\Omega$$
$$R_F > \sqrt{\frac{4L'_{OC}}{C_F}}$$

Los datos necesarios para el cálculo del filtro, con estas directrices, son los siguientes:

$$Z_{OC} = 80\Omega$$

$$L_{OC} = L'_{OC} (\mu H / m) \cdot L(m) = 0.5720(\mu H / m) \cdot L(m)$$

$$\omega_{inv} = 2\pi \cdot f_{inv} = 2\pi \cdot 16(kHz) = 100.53 \cdot 10^3 (rad / s)$$

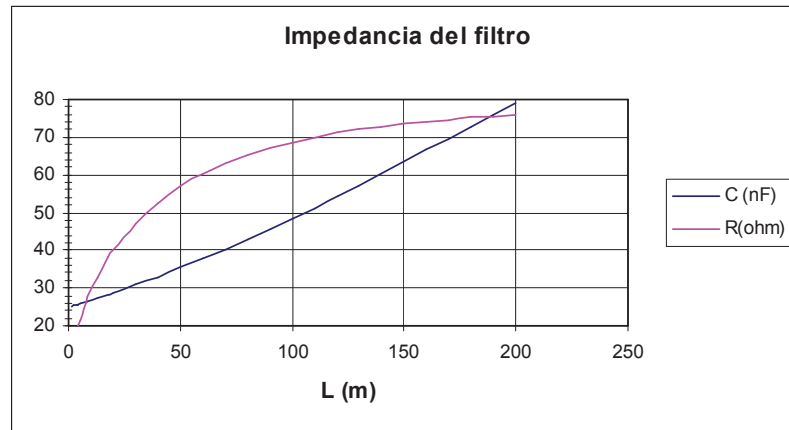
$$\omega_F = 5 \cdot \omega_{inv} = 502.65 \cdot 10^3 (rad / s)$$

Despejando la resistencia de las ecuaciones anteriores y sustituyendo obtenemos una inecuación de segundo grado:

$$R_F = \sqrt{Z_{OC}^2 - \frac{1}{\omega_F^2 C_F^2}}$$
$$Z_{OC}^2 C_F^2 - 4L'_{OC} L C_F - \frac{1}{\omega_F^2} > 0$$

Resolviendo esta ecuación nos salen dos valores para la capacidad uno es positivo y otro negativo. Se desecha la solución negativa, puesto que las capacidades negativas no tienen en este caso ningún sentido físico. Y la inecuación queda resuelta para aquellas capacidades mayores a la solución positiva.

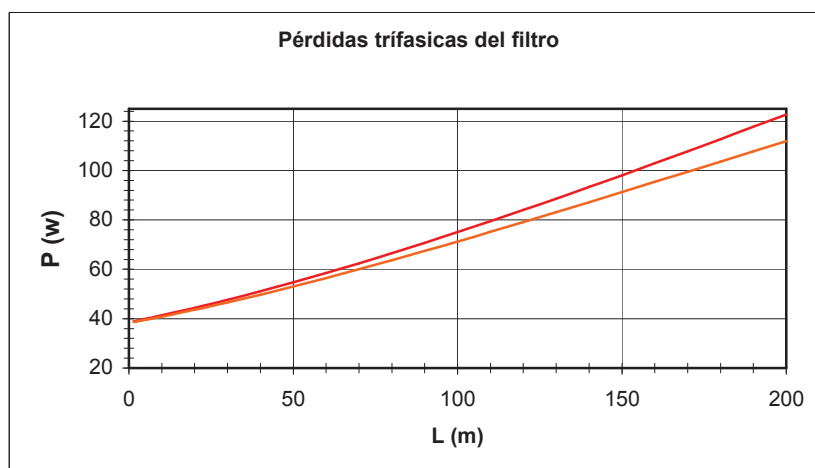
Como se puede observar en las ecuaciones, los parámetros del filtro tienen que ser diseñados teniendo en cuenta la longitud L del cable. A continuación se muestra una gráfica en la que se ha resuelto el sistema de inecuaciones para varias longitudes de cable:



Además de la longitud del cable se deben tener en cuenta las pérdidas de potencia que supone intercalar un filtro en el sistema:

$$P_{3F} = 3 f_{inv} \cdot C_F \cdot V_{pico}^2 = \frac{U_{FF}^2}{\sqrt{R_F^2 + \frac{1}{\omega_{inv}^2 C_F^2}}}$$

Se puede calcular la potencia con cualquiera de las dos expresiones, aunque parece que a medida que aumenta la longitud comienza a existir un error entre la distinta forma de calcularla:

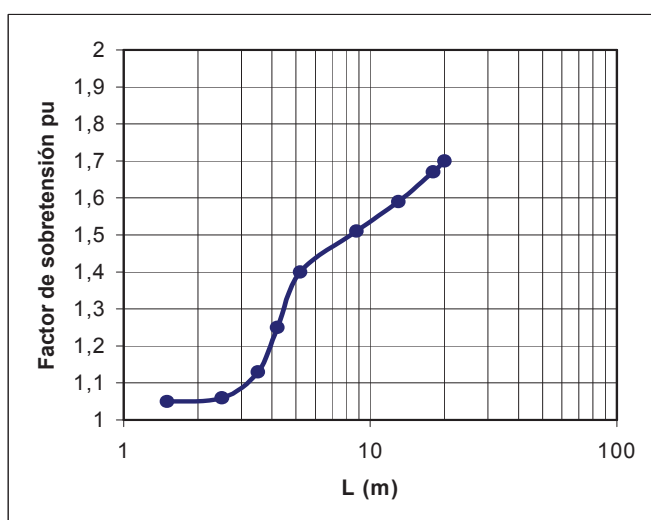


Teniendo en cuenta que la potencia del motor son 0,12 kW, con una longitud de cable entre el inversor y el motor demasiado larga, no tendría sentido utilizar un filtro con este diseño, pues las pérdidas no contribuirían a un rendimiento adecuado del

sistema. Mirando la gráfica, para una longitud de unos 50 metros, las pérdidas del filtro suponen aproximadamente unos 55 w, que es un 45 % de la potencia nominal del motor.

Considerando el tramo de 0 a 50 m, se debe tener también en cuenta en torno a que longitudes de cable aparecen las sobretensiones de mayor magnitud. Fijandonos en la gráfica en la que se calculaban los parámetros del filtro, en ese primer intervalo se podría ajustar la curva de la capacidad del condensador a un “recta” cuya pendiente es bastante pequeña, y probablemente el diseño del filtro será aceptable para longitudes cercanas.

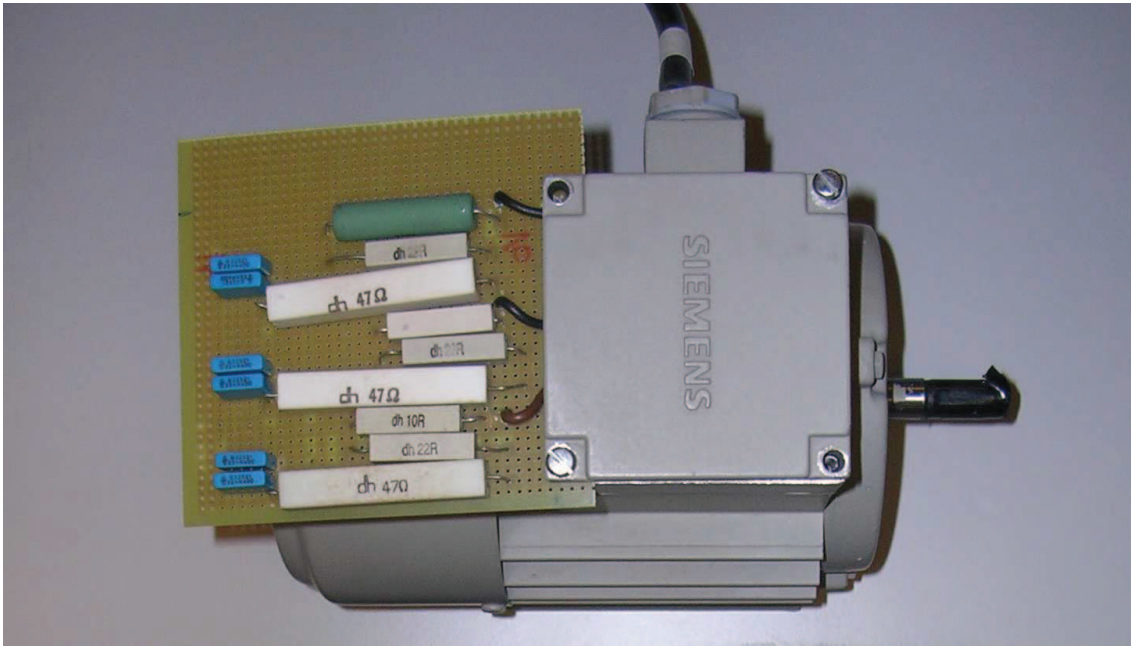
En una primera estimación para el cálculo del filtro se optó por una medida de longitud de cable de $L = 20$ metros tras observar la curva que enfrenta la longitud y el factor de sobretensión en la gráfica de las medidas tomadas en el laboratorio:



Para longitudes de cable de 20 metros, la sobretensión toma valores de 1.7 pu. que es un valor bastante grande de sobretensión y unas pérdidas de aproximadamente unos 44 w (un 36% de la potencia nominal del motor). Con estas consideraciones se diseña el filtro RC para comprobar su eficiencia.

Los valores de resistencia y capacidad del condensador para una longitud de 20 m, según la gráfica anterior, son $R_F = 39,9312 \Omega$ y $C_F = 28,69 \text{ nF}$. Aproximando estos valores a especificaciones de componentes reales, cada fase del filtro debe tener una resistencia de 40Ω que disipe una potencia de 15 watios ($44 \text{ w} / 3 \text{ fases} = 14.6 \text{ w}$) y un condensador (no electrolítico) con una capacidad de aproximadamente 30 nF que soporten 620 V en el peor de los casos, puesto que la tensión a la salida del inversor son 311 V (320V) y en el motor se pueden llegar a producir sobretensiones del doble, aunque para 20 m la sobretensión es de 1,7 p.u. y la misión del filtro es reducirlas.

Se colocó el filtro construido en el laboratorio lo más próximo posible a los terminales del motor y se procedió al experimento con diferentes longitudes de cable:

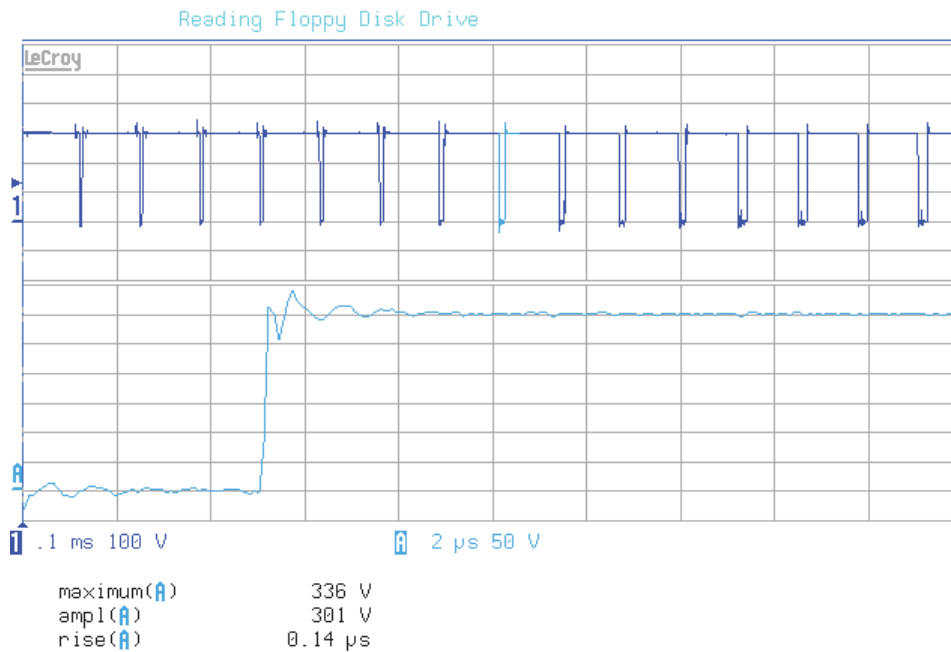


Medidas de sobretensiones según la longitud del cable (con filtro RC)

En la tabla siguiente aparecen las medidas obtenidas en el laboratorio. En la página siguiente se muestran las ondas para las longitudes de 18 y 20 m, que son las longitudes en las que se aprecia un resultado más evidente de la presencia del filtro, y para poder compararlo mejor, en la página siguiente se combinan las ondas resultantes primero sin filtro y luego con filtro, para ondas con tiempos de subida similares.

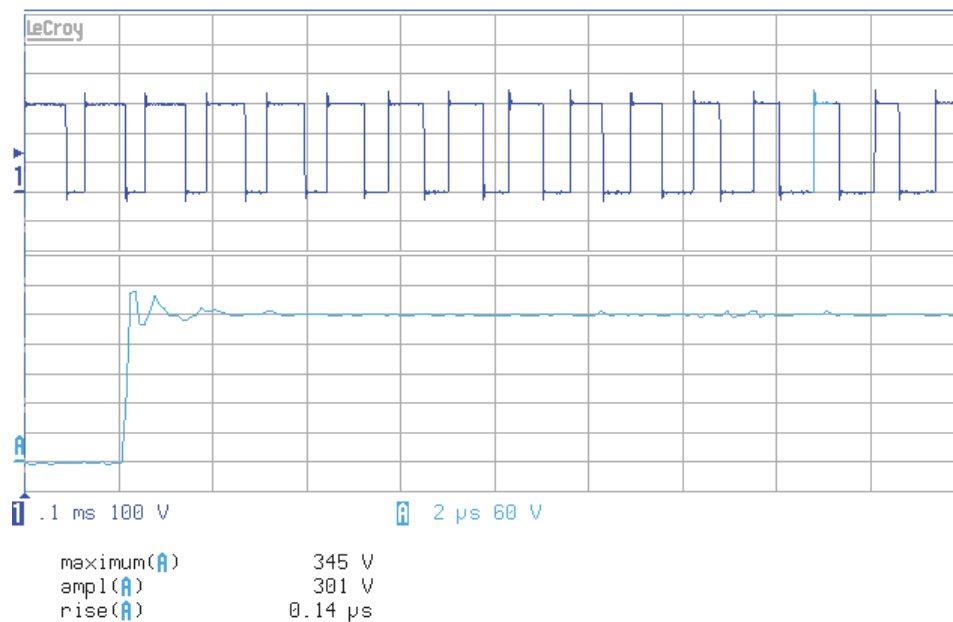
L (m)	T _{rise} (ns)	I _{inv} (A)	V _{inv} (V)	V _{F-F M} ^{max} (V)	V _{amp} (V)	Sobretensión
8,80	105	0,77	294	331	295	1,122
13,20	76	0,76	293	322	290	1,110
18,20	80	0,76	293	345	299	1,153
20,50	90	0,78	295	345	297	1,161

18 m con filtro:



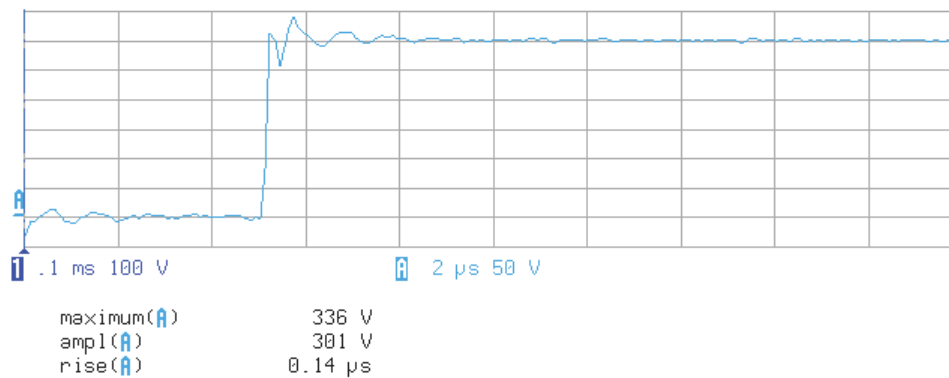
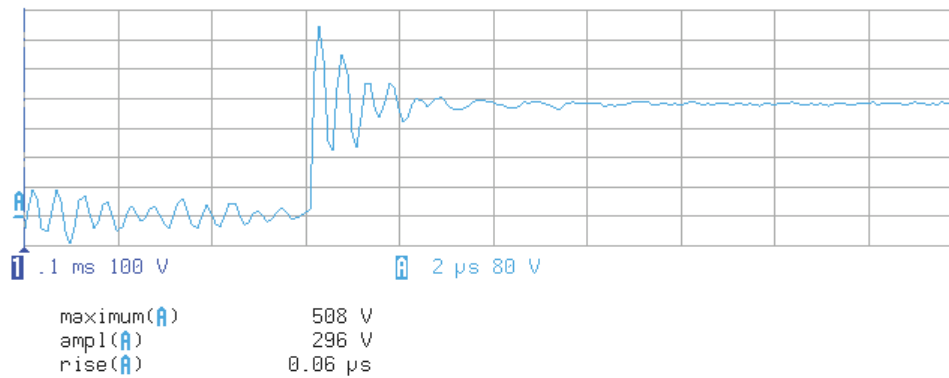
☐ STOPPED

20 m con filtro

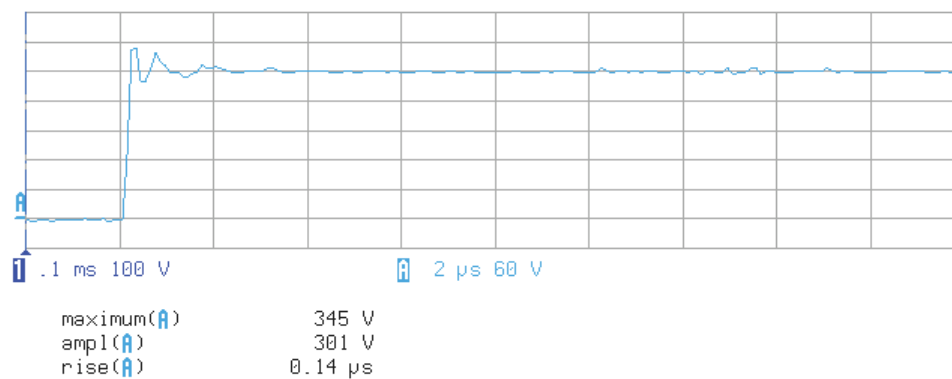
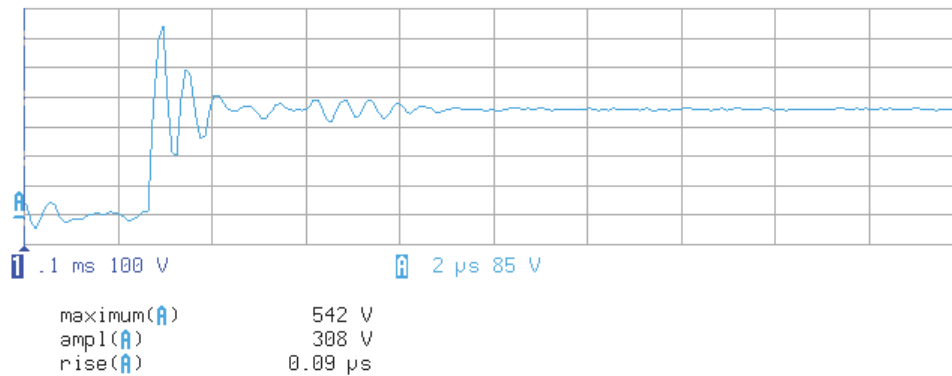


☐ STOPPED

Comparativa entre las medidas sin filtro y con filtro en el cable de 18 m:



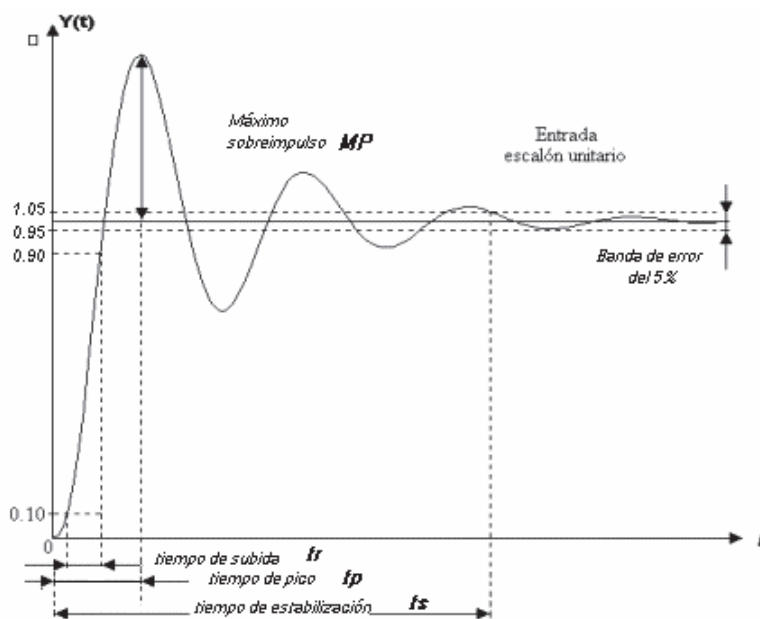
Comparativa entre las medidas sin filtro y con filtro en el cable de 20 m



Solo se comparan las medidas de 18 y 20 metros porque la reducción en la sobretensión es mucho más evidente que para las longitudes de 8, 80 y 13,20 m:

L (m)	Sin filtro		Con filtro	
	T_{rise} (ns)	Sobretensión	T_{rise} (ns)	Sobretensión
8,80	95	1,368	105	1,122
13,20	98	1,498	76	1,110
18,20	93	1,611	80	1,153
20,50	100	1,614	90	1,161

En las gráficas de la página anterior, se comparan las medidas hechas con y sin el filtro. La respuesta del sistema ante la onda PWM, que son escalones de tensión, se asemeja a un sistema de segundo orden, por ello vamos a ayudarnos de los parámetros que definen un sistema de segundo orden, para definir mejor estas ondas y poder hacer una comparación cuantitativa:



- tiempo de estabilización (t_s): tiempo que tarda toda la señal en mantenerse entre un ± 0.05 % de la amplitud de la onda
- tiempo de subida (t_{rise}): definido anteriormente
- tiempo de pico (t_p): tiempo que tarda la señal en alcanzar el pico máximo de tensión
- Sobreoscilación (MP): diferencia entre el pico máximo que alcanza la onda y la amplitud de la misma

Otros parámetros para definir el sistema son la constante de amortiguamiento (σ), la frecuencia de amortiguamiento (ω_d), y el grado de amortiguamiento (ξ), que se calculan en función de los parámetros anteriores:

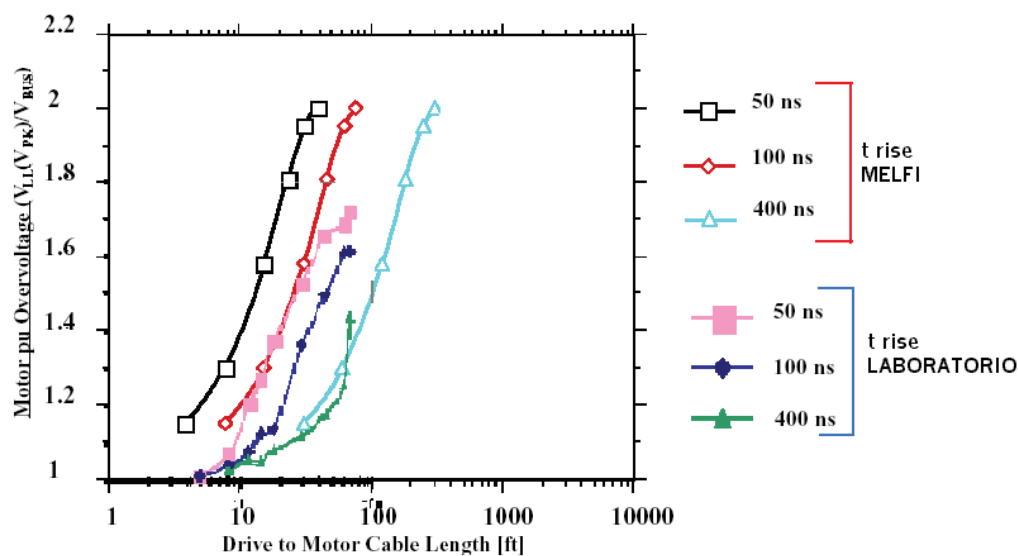
	L = 18 m Sin filtro	L = 18 m Con filtro	L = 20 m Sin filtro	L = 20 m Con filtro
t_s (μs)	3,16	0,8	5,3	1
t_{rise} (ns)	60	140	90	140
t_p (μs)	0,33	0,33	0,33	0,33
M_p (V)	212	35	234	44
$\sigma = t_s \pi = \xi \omega_n$	9,92	2,51	16,65	3,14
$\omega_d = t_p \pi = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2}$	1,036	1,036	1,036	1,036
$\xi = \sqrt{\frac{\sigma^2}{\omega_d^2 + \sigma^2}}$	0,9946	0,9243	0,9980	0,9497

Al ser la constante de amortiguamiento positiva ($\sigma > 0$), ambos sistemas (con o sin filtro) son estables, el coeficiente de amortiguamiento al encontrarse entre 0 y 1, indica que los sistemas son subamortiguados. Este coeficiente varía muy poco cuando se coloca el filtro en las proximidades del motor. La tabla indica que sí ha aumentado el tiempo de subida, pero lo que varía notablemente es la sobreoscilación MP que se hace considerablemente menor después del paso de la onda por el filtro, se ve reducida en un 84 % en el sistema de 18 m. y en un 82% en el caso de los 20 m.

VI. Conclusiones

El objetivo del proyecto es el estudio de las sobretensiones que aparecen en un motor asíncrono de BT que es alimentado por un inversor con una forma de onda PWM. En una amplia bibliografía, varios autores coinciden en que según la experiencia los aislamientos del motor se ven afectados por tensiones de casi el doble de la tensión de alimentación del inversor y lo relacionan tanto con el tiempo de subida del pulso del inversor como con las longitudes de cable que conectan el sistema.

Con base en la experiencia relatada por Melfi en su artículo [15], en el que establece esta relación se buscó caracterizar un sistema similar para observar experimentalmente dicho fenómeno:



Voltage Ring Up Effect of Length and Risetime

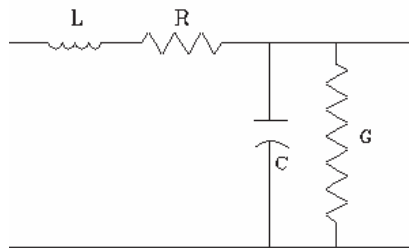
Para relacionar estos parámetros era necesario explicar la teoría de ondas viajeras tal y como se desarrolla en el capítulo III. Debido a la discontinuidad entre la impedancia del cable y la del motor, los fenómenos de reflexión y refracción elevan la tensión de fase en bornes del motor.

Se tomaron como referencia las longitudes de cable iguales a las de esta gráfica, teniendo en cuenta la diferencia de unidad de medida, y buscando tiempos de subida lo más cercanos posible, se pretendía obtener unos datos que respaldasen dicha respuesta. Si bien, sí se tomaron medidas para las seis longitudes de cable en las pruebas para el análisis de las sobretensiones², para caracterizar la impedancia de la línea se restringió a

² No se adjuntan en dicho capítulo todas las gráficas con las medidas efectuadas en todas las longitudes de cable. Solamente un par de gráficas en las que se capta mejor la forma de onda de las sobretensiones más elevadas. Sí aparecen todas las medidas reflejadas en la tabla del apartado **Sobretensiones según la longitud del cable**.

tres, puesto que la impedancia característica de la línea es, en un sistema sin pérdidas, independiente de la longitud de la misma.

Después de usar dos métodos distintos para caracterizar la impedancia del cable y midiendo también la velocidad de propagación ($v_{\text{prop}} = 169,719 \text{ m}/\mu\text{s}$) que pone en relación algunos de los parámetros que caracterizan la línea, se aceptó como válida la siguiente impedancia característica del cable, ya que como se señalaba en el capítulo correspondiente a pesar del error en las medidas, estaban dentro del mismo orden de magnitud:



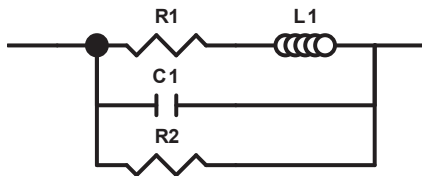
$$R = 0,03403 \, \Omega/\text{m}$$

$$L = 0,5720 \, \mu\text{H}/\text{m}$$

$$C = 97,32 \, \text{pF}/\text{m}$$

$$G = 0,1182 \, \mu\text{S}$$

Para simular el motor, el equipo de medida empleado en el laboratorio ofrecía la siguiente caracterización:



El valor de la impedancia a 1 MHz es $Z_{\text{OM}} = 1854,2 \, \Omega \angle -85,045^\circ$.

Con estos datos podíamos calcular los índices de reflexión y refracción ($\Gamma_{2 \text{ motor}} = 0,916$ y $\Gamma_{3 \text{ motor}} = 1,916$) para suponer cual es la respuesta teórica del pico de tensión en el motor.

Se intentó en el laboratorio aproximar al máximo los tiempos de subida del inversor a los de la gráfica de Melfi, aunque tal y como se observa en la tabla de medidas **Sobretensiones según la longitud del cable** del capítulo IV, existe un cierto error:

Para un trise = 50 ns, el error en las medidas varían del orden de $\pm 12 \text{ ns}$.

Para un trise = 100 ns, el error en las medidas varían del orden de $\pm 20 \text{ ns}$.

Para un trise = 400 ns, el error en las medidas varían del orden de $\pm 157 \text{ ns}$.

Al superponer las medidas obtenidas en la misma gráfica, observamos que existe un desplazamiento de la curva que indica que el sistema del proyecto tiene una sobretensión menor para las mismas longitudes de cable. Aunque en todas ellas se guarda cierta proporcionalidad en la forma, en el caso de la curva para 50 ns, que es la

que tiene una menor desviación en las medidas, se aprecia que en ningún caso se llega a una relación de sobretensión del doble, que es lo que cabría esperar del fenómeno producido según la teoría de ondas viajeras.

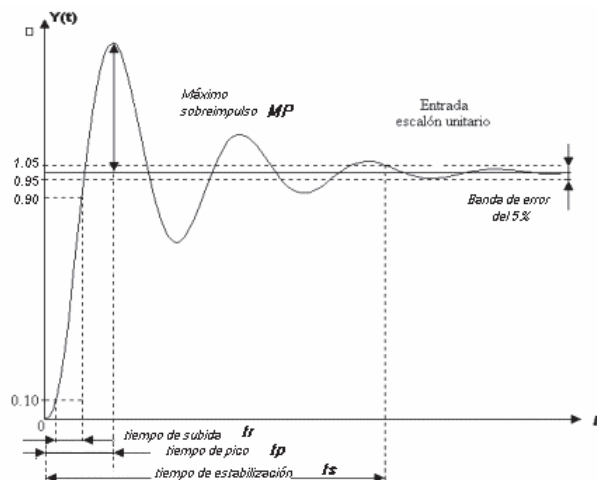
Ante estos hechos se planteaba ya la pregunta en el capítulo correspondiente. Si la expresión que relaciona estos parámetros es:

$$L_{crit} < \frac{1}{2} t_{rise} v_{prop} = \frac{1}{2} t_{rise} \sqrt{\frac{1}{L'_{OC} C'_{OC}}}$$

¿no es quizás el tipo de cable, con sus características propias de permeabilidad y permitividad, además de la longitud del mismo, lo que también influye en las sobretensiones en el motor? ¿Cuánto se podrían atenuar las sobretensiones con cables de distinta naturaleza? Queda la hipótesis planteada, y tras una rápida consulta en Internet y sin seguir ahondando en el tema, pero corroborando que podría ser una posible línea de estudio en el futuro facilito uno de los links que parece ofrecer más información: http://literature.rockwellautomation.com/idc/groups/literature/documents/in/drives-in001_-es-p.pdf

Tras efectuar las medidas en todas las longitudes de cable, e incluso ampliando las longitudes del cable en varios metros, para al menos poder completar la curva para t_{rise} igual a 50 ns similar a la del artículo, en ningún caso se acerca la sobretensión al máximo teórico.

Aún así, para optimizar el funcionamiento del sistema, minimizar las pérdidas eléctricas y limitar la aparición de sobretensiones, como solución ingenieril se optó por implementar el sistema con un filtro RC que redujese el pico de tensión en el motor. El diseño del filtro se explica en el capítulo V, una vez calculadas $R_F = 39.9312 \Omega$ y $C_F = 28.69 \text{ nF}$, y al montaje del filtro, se realizaron distintas medidas para diferentes longitudes de cable con el objetivo de compararlas. Con toda esta información se puede aproximar la respuesta de la tensión en motor a un sistema de segundo orden que muestra la respuesta transitoria de la tensión ante uno de los pulsos de alimentación del inversor PWM.



VII. Bibliografía

Libros

Electrical Transients In Power Systems Allan Greenwood

Artículos generales

- [1] FINLAYSON Paul T. *"Output Filters For PWM Drives With Induction Motors"*. IEEE Industry Applications Magazine, January - February 1998
- [2] BUSCH Rudolf, POHLMANN Friedhelm, MUELLER Kai. *"Insulating Systems For Three - Phase Current Low-Voltage Motors Controlled By PWM Inverters: State Of Development And Application Aspects"*. INSUCON 2002, pag 341-345.
- [3] KAUFHOLD Martin. *"Stress Related Challenges Of Converter FED Drives Survey Of Requirements , Concepts And Strategies"*. INSUCON 2002, pag 131-136.
- [4] BAUER K., KAUFHOLD M., MAEURER A., SHAEFER K.. *"Machine Insulation For Converter Fed Low Voltage Drive Systems - Requirements And Design"*. INSUCON 2002, pag 362-366.
- [5] KUECK John D., HAYNES Howard D., STAUNTON Robert H. *"Stator Insulation Degradation Test Uses ASD Switching Frequency"*. IEEE Power Engineering Review, January 2002
- [6] MANZ Les. *"Motor Insulation System Quality For IGBT Drives"*. IEEE Industry Applications Magazine, January - February 1997.
- [7] BONNETT Austin H. *"Available Insulation Systems For PWM Inverter-Fed Motors"*. IEEE Industry Applications Magazine, January - February 1998.
- [8] KAUFHOLD M., BÖRNER G., EBERHARDT M., SPECK J. *"Failure Mechanism Of The Interturn Insulation Of Low Voltage Electric Machines Fed By Pulse-Controlled Inverters"*. IEEE Electrical Insulation Magazine, September - October 1996, vol 12, No. 5
- [9] *"Effect Of Surge Voltage Risetime On The Insulation Of Low Voltage Machines Fed By PWM Converters"*. Rockwell Automation
- [10] *"Riding The Reflected Wave To Improve Variable-Speed AC Motor Reliability"*. Rockwell Automation
- [11] RAN Li, GOKANI Sunil, CLARE Jon, BRADLEY Keith John, CHRISTOPOULOS Christos. *"Conducted Electromagnetic Emissions In Induction"*

Motor Drive Systems Part I: Time Domain Analysis And Identification Of Dominant Modes". IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, vol. 13, No. 4.

- [12] RAN Li, GOKANI Sunil, CLARE Jon, BRADLEY Keith John CHRISTOPOULOS Christos. "*Conducted Electromagnetic Emissions In Induction Motor Drive Systems Part II: Frequency Domain Models*". IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, vol. 13, No. 4.
- [13] SKIBINSKI G., KERKMAN R., LEGGATE D., PANKAU J., SCHLEGEL D.. "*Reflected Wave Modeling Techniques For PWM AC Motor Drives*". IEEE 1998
- [14] KERKMAN Russel J., LEGGATE David, SKIBINSKI Gary L. "*Interaction Of Drive Modulation And Cable Parameters On AC Motor Transients*". IEEE Transactions on Industry Applications, May - June, 1997, vol. 33, No. 3.
- [15] MELFI Michael J. "*AC Induction Motor Insulation Issues In High dV/dt Environments*". Rockwell Automation
- [16] "*Variable Speed Drives And Motors: Motor Insulation Voltage Stresses Under PWM Inverter Operation*" Chapter 2. Developed by the joint GAMBICA/REMA Working Group.2001.

Artículos sobre filtros:

- [17] MOREIRA A.F, LIPO T. A., VENKATARAMANAN G., BERNET S. "*High Frequency Modeling For Cable And Induction Motor Over-Voltage Studies In Long Cable Drives*". IEEE Industrial Application Society 36th Annual Meeting. Chicago, Illinois, USA, September 30 - October 5, 2001
- [18] MOREIRA A.F, LIPO T. A., VENKATARAMANAN G., BERNET S. "*Modeling And Evaluation Of dV/dt Filters For Ac Drives With High Switching Speed*". 9th European Conference on Power Electronics and Applications. Graz, Austria, August 27-29,2001
- [19] JOUANNE Annette von, RENDUSARA Dudi A., ENJETI Prasad N., GRAY James Will. "*Filtering Techniques To Minimize The Effect Of Long Motor Leads On PWM Inverter-Fed AC Motor Drive Systems*". IEEE Transactions on Industry Applications, 1996, vol 32, no 4.
- [20] JOUANNE Annette von, ENJETI Prasad N. "*Design Considerations For An Inverter Output Filter To Mitigate The Effects Of Long Motor Leads In ASD Applications*". IEEE Transactions on Industry Applications, 1997, vol 33, no 5.

- [21] SKIBINSKI, G. *"Design Methodology Of A Cable Terminator To Reduce Reflected Voltage On AC Motors"*. Proceedings of 31st IEEE Industry Applications Society Conference (IAS'96), San Diego, CA, USA, 1996.

Direcciones de Internet

www.varimak.com/inveter.html

www.paginadigital.com.ar/articulos/2002rest/2002terc/tecnologia/sica71.htm

<http://home.mira.net/~marcop/ciocahalf.htm>

http://literature.rockwellautomation.com/idc/groups/literature/documents/in/drives-in001_-es-p.pdf